WSZYSTKO O DVD

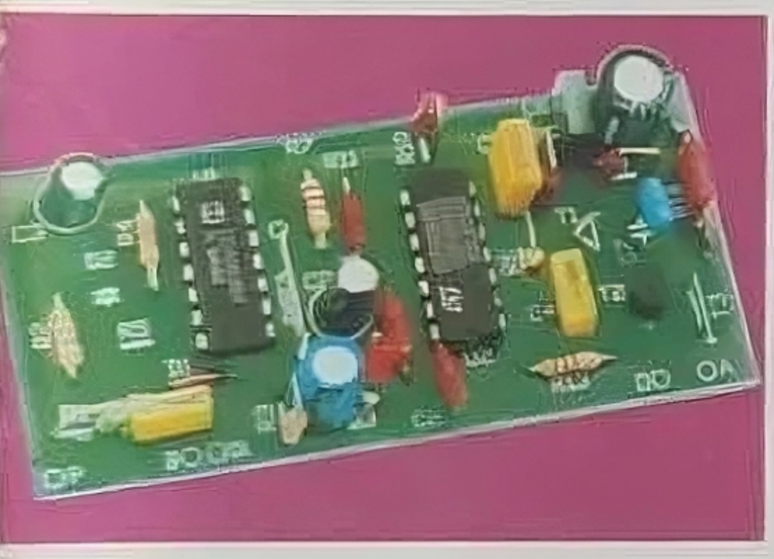
5/98

5 zł 40 gr

Maj 1998

ELEKTRONIKA dla wszystkich

- Radio – początki, podstawy

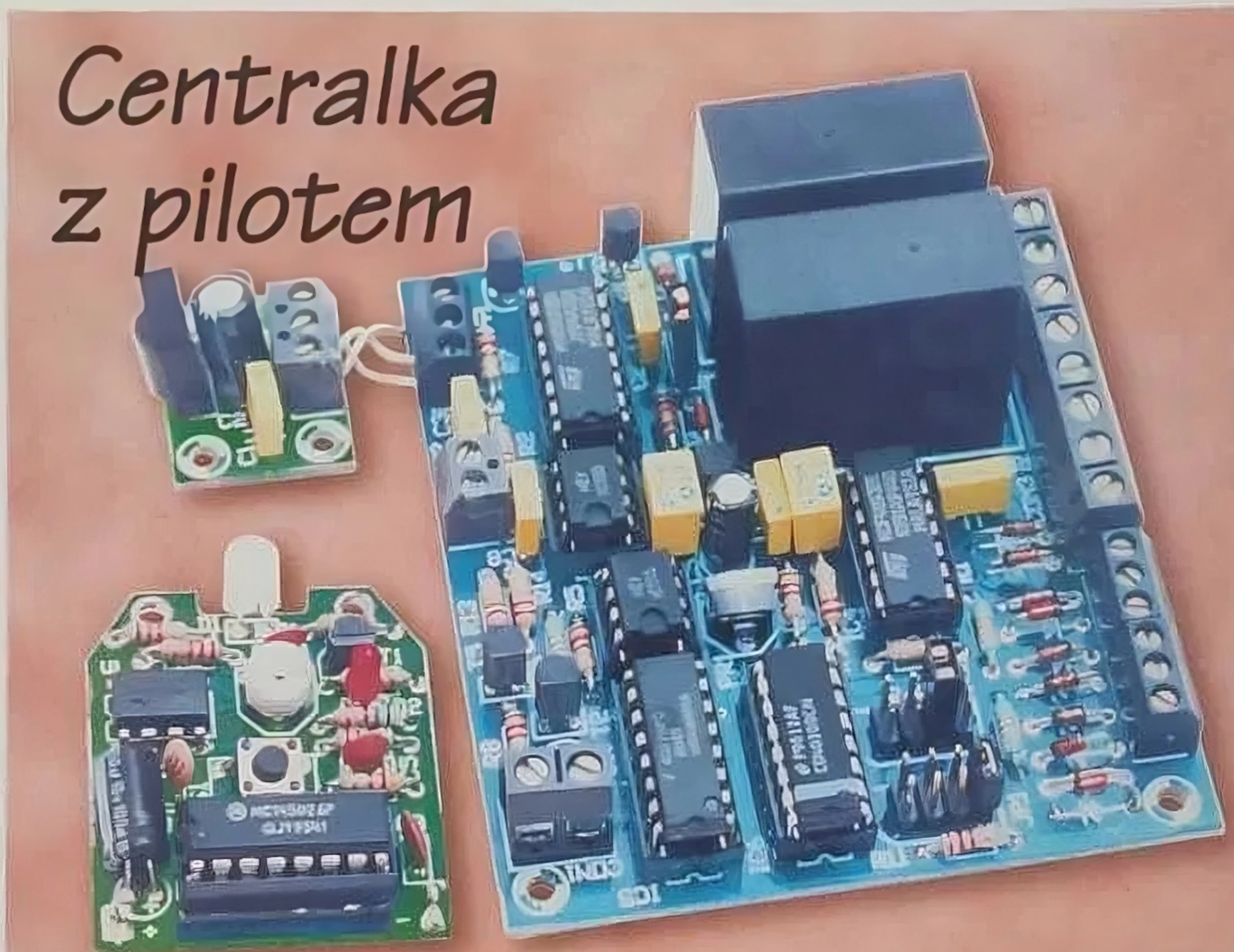


- Dzwonek do domowego systemu sygnalizacyjnego

- Wykrywacze metali cz. 2

INDEKS 333 62X ISSN 1425-1698

Centralka z pilotem

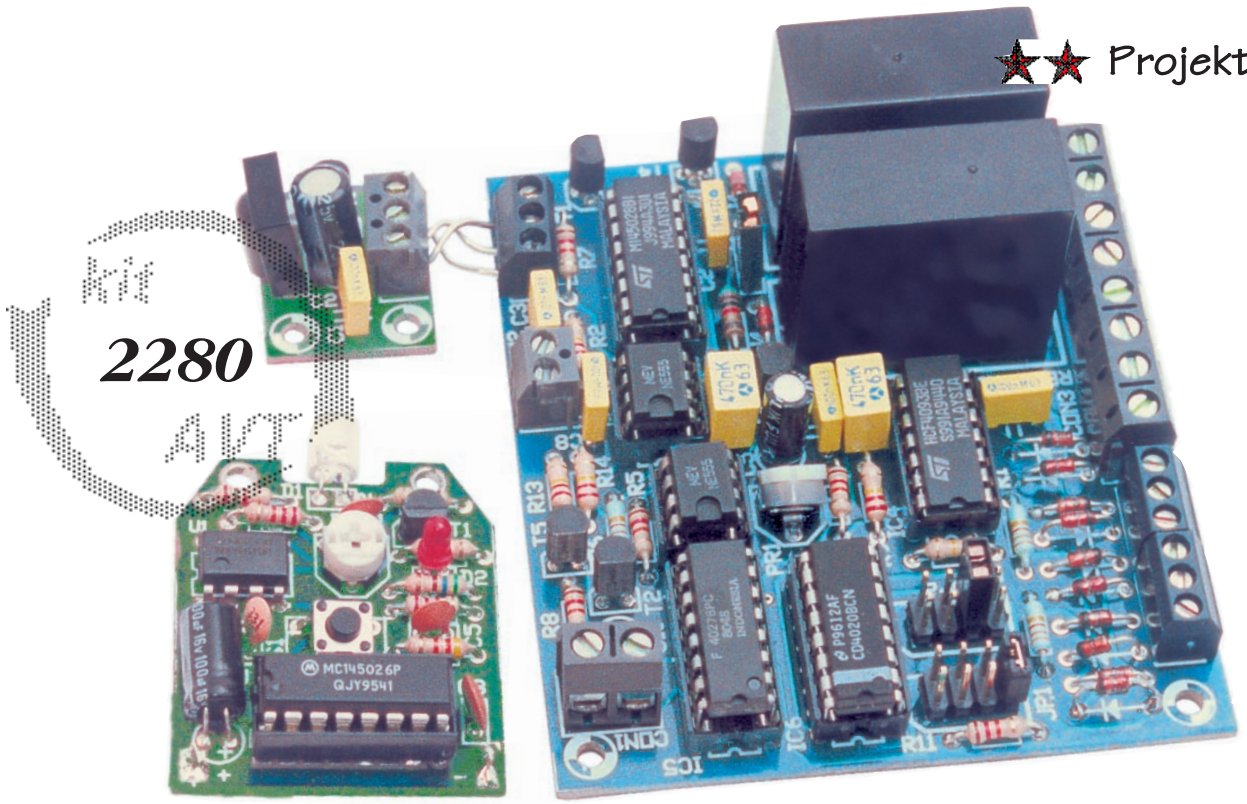


Konkurs – Kącik żargonu

- Studyjna lampa błyskowa
- Ekonomiczny monitor stanu akumulatora
- Trzypasmowy korektor barwy dźwięku
- Prosta iluminofonia
- Minitransceiver ORP

ISSN 1425-1698

9 771425 169979 05 05



Samochodowa centralka alarmowa z pilotem na podczerwień

Moje wieloletnie doświadczenie w konstruowaniu układów elektronicznych przeznaczonych dla hobbystów wskazuje, że wszelkiego typu urządzenia alarmowe cieszą się niesłabnącym zainteresowaniem elektroników amatorów. Zawsze też będę twierdził, że amatorskie układy alarmowe mają jedną wielką przewagę nad urządzeniami profesjonalnymi: są zawsze niespodzianką dla złodziei. Nie jest dla nikogo tajemnicą, że pierwszymi nabywcami nowo wyprodukowanego urządzenia alarmowego są przede wszystkim amatorzy cudzej własności. Minęły też już czasy, kiedy złodziej jawił się jako prymitywny, obdarty osobnik o nikłym ilorazie inteligencji. Obecnie wielu złodziei wyposażonych jest w doskonałej jakości sprzęt służący „łamaniu" wszelkiego rodzaju zabezpieczeń i prawdę mówiąc nie istnieje jakiekolwiek całkowicie pewne urządzenie mogące zabezpieczyć nasze mienie. Na naszą korzyść działać będą jednak dwie okoliczności. O pierwszej już wspomniałem: jest nią nietypowość naszych układów. Z drugiej nie wiadomo czy się cieszyć, czy martwić. Jak sadzę, większość moich Czytelników nie jeździ jeszcze (chociaż szczerze im tego życzę) luksusowymi autami wartymi dziesiątki tysięcy złotych. Przechodzony Maluszek czy Polonez nie znęci raczej wysokiej klasy specjalistów dysponujących dobrej klasy sprzętem. Padnie raczej łupem złodziei „poprzedniej generacji", lub osób pragnących „się przejechać".

Jest jeszcze jeden argument przemawiający za budowaniem amatorskich układów alarmowych: ich cena. Dobre urządzenie alarmowe produkcji fabrycznej kosztuje masę pieniędzy i niejednokrotnie mogłoby się okazać, że jego wartość przewyższa wartość wspomnianego już wysłużonego Malucha. Natomiast tanie urządzenia alarmowe produkcji firmy „Krzak" z Tajwanu to naprawdę straszne „badziewie" i nie warto na nie wydać nawet złotówki.

W EdW opublikowano już kilka opisów urządzeń alarmowych, także opracowanych przez niżej podpisanego. Układ, którego budowę chciałbym dzisiaj Wam zaproponować jest kompletnym samochodowym systemem alarmowym (co nie oznacza, ze nie można go zastosować także do ochrony innych obiektów). Do sterowania pracą urządzenia zastosowano pilota pracującego na podczerwieni. Dlaczego zastosowałem takie, w przypadku samochodowych układów alarmowych dość nietypowe rozwiązanie? Zdecydowana większość alarmów samochodowych sterowana jest pilotami wykorzystującymi do przekazywania kodu fale radiowe, a ja mam nawet takiego pilota, opracowanego i przetestowanego, czekającego tylko na publikację w EdW. Wyjaśnijmy zatem tą sprawę.

Układy zdalnego sterowania urządzeniami alarmowymi dzielą się na dwa rodzaje: piloty wykorzystujące do zabezpieczenia systemu przed intruzami kod stały i bardziej nowoczesne układy posługujące się kodem dynamicznym, ustawicznie się zmieniającym. Oczywiste jest, że stopień zabezpieczenia systemu przed niepowołanymi osobami jest, w przypadku pilotów pierwszej grupy znacznie niższy niż dla grupy drugiej. Pilot z kodem stałym jest bardzo łatwy do „podsłuchania" przez złodziei, można nawet zaryzykować twierdzenie, że łatwiej ukraść samochód z takim zabezpieczeniem (szczególnie w przypadku kiedy system alarmowy steruje także ot-

wieraniem drzwi) niż w ogóle bez jakiegokolwiek układu alarmowego. Mam wprawdzie „na warsztacie" układ pilota z kodem dynamicznym, ale do jego publikacji może dojść dopiero za parę miesięcy. Wybrałem więc inny sposób zwiększenia stopnia bezpieczeństwa naszego układu alarmowego: transmisję danych w podczerwieni.

Jak powszechnie wiadomo, fale radiowe rozchodzą się w miarę równomiernie we wszystkich kierunkach i w przypadku pilota do systemu alarmowego docierają na odległość ok. 30...100m. Tak więc transmisja może być odebrana przez każdego znajdującego się w jej zasięgu. Zasięg pilota na podczerwień nie przekracza zwykle, a nawet nie powinien przekraczać kilku, najwyżej kilkunastu metrów. Wiązka podczerwieni emitowana przez pilota rozchodzi się w stosunkowo małym kącie bryłowym, co sprawia że jej odebrania przez niepowołane osoby jest bardzo utrudnione, jeżeli nie niemożliwe. Włączanie i wyłączanie alarmu samochodowego z odległości kilkudziesięciu metrów, połączone z efektownym błyskaniem świateł jest być może bardzo spektakularne, ale pamiętajmy że podstawowym zadaniem systemu alarmowego jest skuteczne zabezpieczanie naszego mienia, a „bajerki" są jedynie drugoplanowym ozdobniczkiem.

Jak wspomniałem, układ jest kompletnym systemem alarmowym, do którego należy dołączyć jedynie układy wykonawcze. W przypadku samochodu układami takim będą światłą mijania lub kierunkowskazów i klakson lub specjalna syrena. I tu, na zakończenie tego przydługiego wstępu pragnąłbym poruszyć jedną, bardzo ważną sprawę. Bardzo Was proszę, moi Drodzy Czytelnicy, nie stosujcie w swoich konstrukcjach układów alarmowych syren, których dźwięk przypomina sygnał syreny karetki Pogotowia Ratunkowego czy Policji. Każdy alarm może niekiedy włączyć się bez powodu, a jeżeli nawet taki powód zaistnieje, to są sprawy o większym priorytecie niż ochrona mienia. Samochody z instalacją alarmową parkowane są niejednokrotnie blisko jezdni, co niejednokrotnie powoduje fałszywe alarmy. Sam kilkukrotnie znalazłem się w sytuacji, kiedy jadąc samochodem usłyszałem dźwięk syreny. W takiej sytuacji pierwszym i jedynym obowiązkiem każdego kierowcy jest natychmiastowe ustąpienie z drogi pojazdowi uprzywilejowanemu, od szybkości którego może zależeć ludzkie życie. Tymczasem, nerwowe rozglądanie się w poszukiwaniu takiego pojazdu doprowadziło kierowców jedynie do stwierdzenia, że komuś „włączył się" alarm i spowodowało znaczne zamieszanie na jezdni.

Proponowany układ należy do dość łatwych do wykonania. Przy jego uruchamianiu potrzebny będzie jedynie miernik częstotliwości, ale w ostateczności będziemy się mogli bez niego obyć. Nie bez znaczenia jest niski koszt zastosowanych elementów i ich łatwa dostępność w handlu.

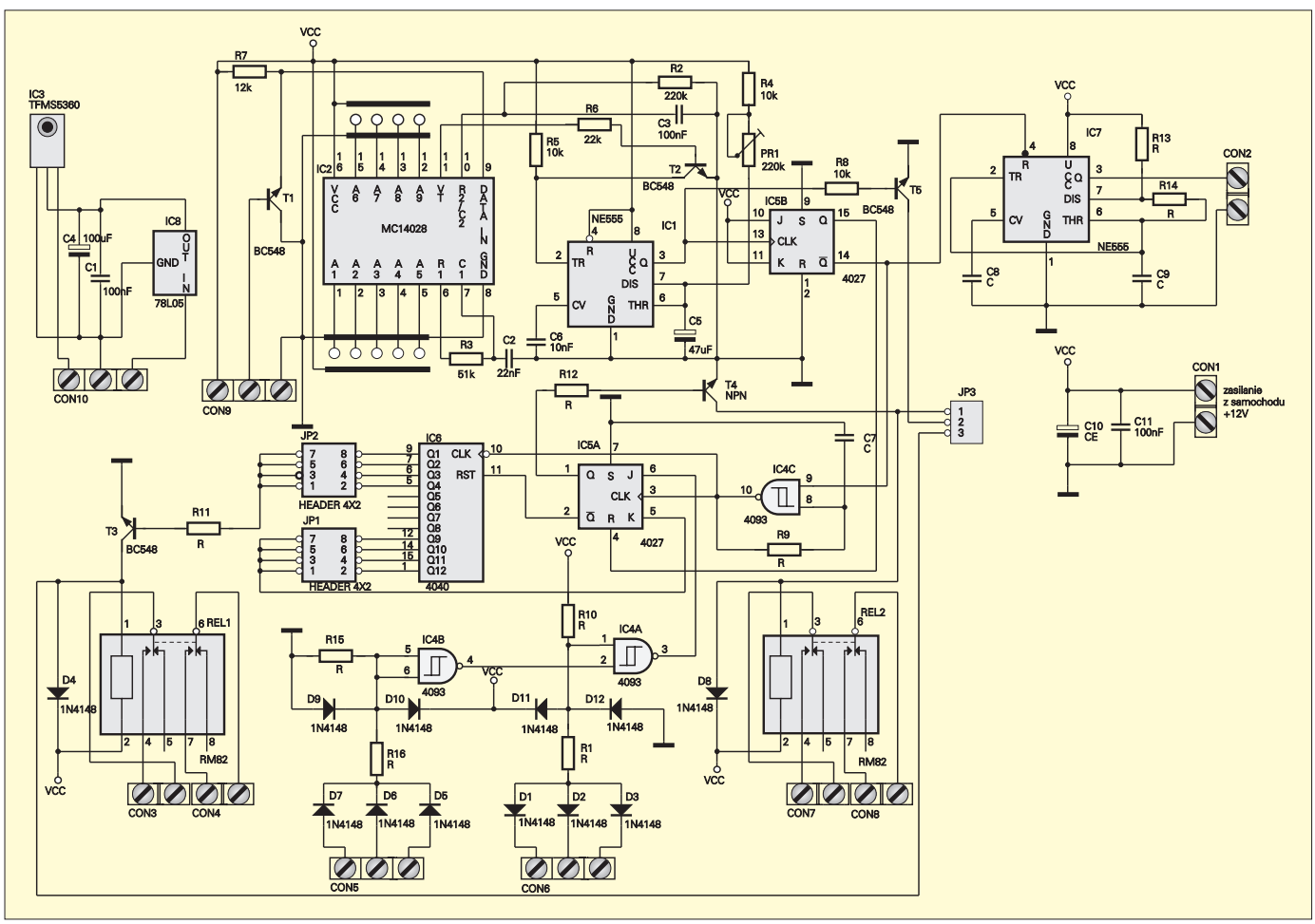
Opis układu

Schemat elektryczny układu odbiornika podczerwieni i centrali sterującej alarmem samochodowym został pokazany na rysunku 1. Rysunek 2 ukazuje schemat nadajnika modulowanej i kodowanej wiązki podczerwieni – pilota.

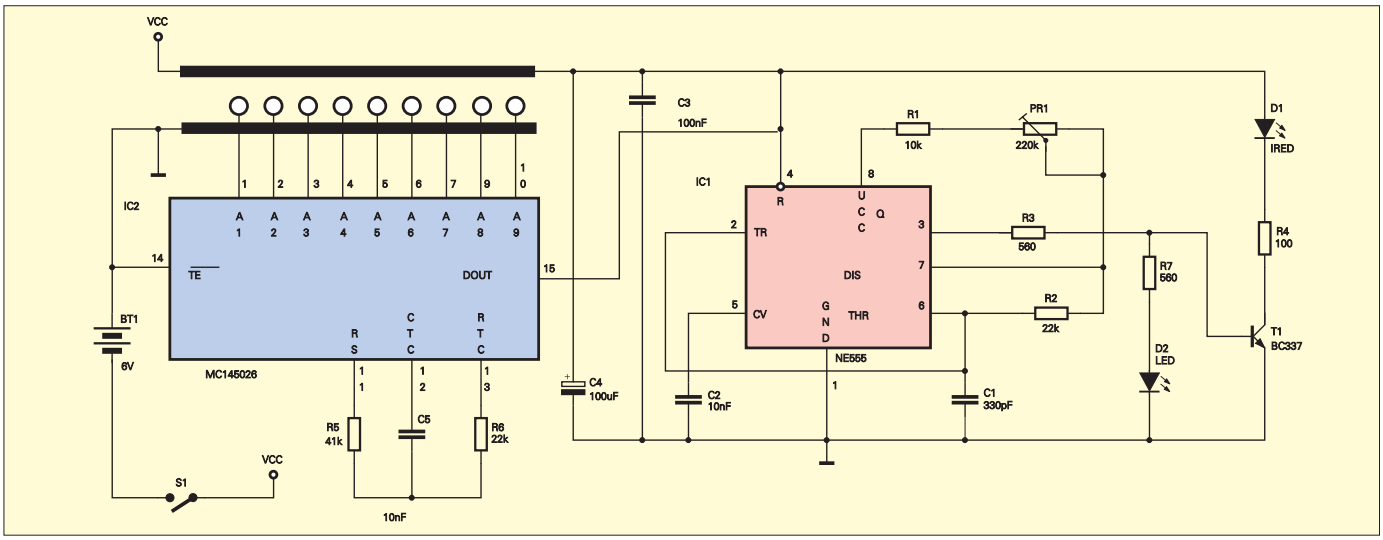
Od pierwszego rzutu oka widać, że schemat możemy podzielić na dwa bloki funkcjonalne: układ włączania i wyłączania alarmu i układ centralki alarmowej. Omawianie schematu zaczniemy od drugiego bloku, zrealizowanego tradycyjną techniką cyfrową z wykorzystaniem popularnych układów CMOS z rodziny 4XXX. Omawianie układu rozpoczniemy w „punkcie zero" kiedy to centrala jest wyłączona.

Pojawienie się pojedynczego impulsu (później wyjaśnimy, skąd on się tam bierze) na wejściu zegarowym przerzutnika J-K IC5B spowoduje wyłączenie się tego przerzutnika i uaktywnienie układu centrali alarmowej. Konsekwencje tego faktu będą następujące:

1. Stan niski z wyjścia Q przerzutnika IC5B przekazany zostanie na wejście



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika i centralki



Rys. 2. Schemat ideowy nadajnika

zerujące przerzutnika IC5A, umożliwiając jego późniejsze włączenie.

2. Stan wysoki z wyjścia Q\ IC5B doprowadzony do wejścia 9 bramki IC4C spowoduje uruchomienie zegara systemowego. Częstotliwość zegarowa wytwarzana jest przez generator zbudowany na bramce IC4C i zależna jest od rezystancji R9 i pojemności C7. Włączenie zegara umożliwia wszelkie działania jakie mogą być wykonane przez centralkę.
3. Podanie stanu wysokiego na wejście R generatora zbudowanego na układzie IC7 (oczywiście, NE555!) powoduje rozpoczęcie pracy przez ten generator. Z jego wyjścia możemy zasilać dowolne urządzenia sygnalizujące włączenie centralki alarmowej. Typowo będzie to dioda LED włączona poprzez rezystor szeregowy o wartości ok. 560Ω lub (i) sygnalizator akustyczny. Jako taki sygnalizator możemy zastosować typowy „pipek" piezo z wbudowanym generatorem akustycznym, pobierający znikomą ilość prądu.

Od opisanego momentu centralka pozostaje w stanie czuwania, gotowa zareagować na sygnał o włamaniu do samochodu.

Centralka nasza posiada aż sześć wejść alarmowych. Trzy z nich reagują na podanie na nie stanu wysokiego, czyli na zwarcie ich przez czujnik alarmowy do plusa zasilania instalacji samochodowej, a trzy na zwarcie do masy. Wejścia zostały zabezpieczone przed uszkodzeniem za pomocą diod D9 D12. Diody te zwierają do masy impulsy o napięciu mniejszym niż ok. 0,6V względem masy i większym o 0,6V od napięcia zasilania. Rozważmy teraz, co się stanie jeżeli jedno z wejść zgrupowanych na złączu CON5 zostanie zwarte do plusa zasilania instalacji samochodowej. Na wejściu bramki IC4B zostanie wymuszony stan wysoki, który po zanegowaniu przez bramkę IC4A doprowadzony zostanie na wejście ustawiające przerzutnika J-K IC5A. Jeżeli stan taki będzie trwał aż do nadejścia najbliższego dodatniego zbocza impulsu zegarowego, to przerzutnik ten włączy się. Zauważcie, że zastosowanie przerzutnika synchronizowanego sygnałem zegarowym ma kapitalne znaczenia dla zwiększenia odporności naszego układu na przypadkowe włączenia pod wpływem mogących zawsze powstać w instalacji samochodowej impulsów zakłócających.

W przypadku zwarcia do masy jednego z wejść złącza CON6 układ zachowa się identycznie, jak w poprzednim przypadku.

Konsekwencje włączenia przerzutnika IC5A będą następujące:

1. Stan wysoki z wyjścia Q IC5A spowoduje spolaryzowanie bazy tranzystora T4 i jego przewodzenie. Tranzystor ten włączy jeden z przekaźników wykonawczych – REL2. Jest to przekaźnik o działaniu ciągłym, do którego możemy podłączyć układy wykonawcze wymagające stałego zasilania, np. układ radiopowiadamiania lub syrenę o modulowanym sygnale.
2. Stan niski z wyjścia Q\ IC5A doprowadzony będzie do wejścia zerującego licznika binarnego IC6, umożliwiając mu rozpoczęcie pracy.

Drugi z przekaźników wykonawczych REL1 przeznaczony jest do sterowania urządzeń wykonawczych wymagających zasilania impulsowego, takich jak klakson lub światłą kierunkowskazów. Baza tranzystora zasilającego cewkę tego przekaźnika może być dołączona do jednego z czterech młodszych wyjść licznika IC6, co umożliwia skokową regulację częstotliwości włączania przekaźnika. Regulacji tej możemy dokonać za pomocą przestawiania jumpera JP2.

Tak więc układ centralki alarmowej znajduje się w stanie aktywnym, który może zakończyć się na dwa sposoby.

1. Poprzez wyłączenie przez wybiegającego w piżamie z domu właściciela. Sygnał wysłany z pilota spowoduje wygenerowanie kolejnego impulsu przez układ IC1 i w konsekwencji włączenie przerzutnika IC5B. Spowoduje to natychmiastowe przejście układu centralki w stan nieaktywny.
2. Jeżeli właściciel pojazdu nie zareaguje i kryterium alarmu nie będzie się więcej powtarzać, to sygnał alarmowy zostanie wyłączony automatycznie. Po włączeniu sygnału alarmowego licznik IC6 nieustannie zlicza impulsy zegarowe. Jumper JP1 umożliwia dołączenie wejścia wyłączającego K przerzutnika IC5A do jednego z najstarszych wejść tego licznika. W zależności od ustawienie jumpera sygnał alarmowy wyłączy się automatycznie w momencie osiągnięcia przez licznik IC6 stanu: 0000 0000 1, 0000 0000 01, 0000 0000 001 lub 0000 0000 0001. Po wyłączeniu przerzutnika IC5A układ powraca do stanu czuwania, gotowy do zareagowania na powstanie kolejnego kryterium alarmu.

Zajmijmy się teraz układem zdalnego włączania i wyłączania centralki alarmowej. Na rysunku 2 został pokazany schemat nadajnika zdalnego sterowania – pilota naszej centralki. Sercem układu jest scalony koder typu MC145026, przeznaczony specjalnie do pracy w pilotach zdalnego sterowania. Układ posiada 9 wejść kodujących, co umożliwia ustawienie 19863 kombinacji kodu. Uważni Czytelnicy być może zaprotestują: jak to drogi autorze, chyba nie znasz dwójkowego systemu liczenia? Przecież największa liczba wyrażona za pomocą 9 bitów wynosi w systemie dziesiętnym 511! Wszystko jednak się zgadza, ponieważ w układzie MC145026, podobnie jak w jego odpowiedniku – dekoderze MC145028 zastosowano ciekawą metodę programowania w systemie trójkowym (znaną nam już z opisu układów z serii UM3758). Każde z wejść programujących może zostać ustawione w trzech stanach: połączone z masą, połączone z plusem zasilania i w stanie trzecim – „wiszące w powietrzu". Niezwykle interesujący jest sposób, w jaki układ spraw-

dza stan wejść programujących. Bardzo małym prądem stara się wymusić na tych wejściach kolejno stan wysoki i stan niski. Jeżeli obie próby powiodą się, oznacza to że na badanym wejściu panuje stan „trzeci".

Naciśniecie przycisku S1 w pilocie powoduje dołączenie do układu napięcia zasilania i rozpoczęcie generowania przez IC2 sekwencji impulsów zgodnych z ustawionym kodem. Impulsy te przekazywane są na wejście zerujące IC1 powodując kluczowanie generatora częstotliwości nośnej zbudowanego na tym układzie. Generator ten dostrojony do częstotliwości właściwej dla zastosowanego odbiornika TFMS zasila za pośrednictwem rezystora T3 bazę tranzystora T1. Tranzystor ten zasila diodę IRED D1 powodując wysyłanie przez nią wiązki modulowanej podczerwieni. Dioda D1 włączona jest w szereg z rezystorem R4 ograniczającym płynący przez nią prąd, a dioda LED D2 sygnalizuje poprawną pracę urządzenia.

Wróćmy teraz na chwilę do rysunku 1. Układ odbiorczy zbudowany został w oparciu o dobrze nam już znany scalony odbiornik podczerwieni typu TMFS5360, pracujący na częstotliwości 36 kHz. Szczegółowe opisywanie układu TMFS nie najmniejszego sensu, ponieważ stosowany był on już wielokrotnie w konstrukcjach publikowanych na łamach EdW. Odebrany przez układ IC8 ciąg impulsów zostaje po zanegowaniu przez tranzystor T1 skierowany do dekodera – IC2. Dekoder został zbudowany z wykorzystaniem „brata syjamskiego" układu MC145026 – współpracującego z nim układu MC145028. Układ dokonuje porównania odebranego sygnału z wzorcem ustawionym za pomocą trójstanowych wejść programujących A1...A9. Jeżeli dwa kolejne porównania wypadną pozytywnie, to na wyjściu VT (Valid Transmission) pojawia się stan wysoki.

Wydawałoby się, że impuls z wyjścia VT może zostać od razu przekazany na wejście zegarowe przerzutnika IC5B. Tak jednak nie jest, w ten sposób zaprojektowany układ z pewnością nie działałby poprawnie. Przyczyną byłby fakt, że transmisja danych w podczerwieni nie zawsze jest pewna i przy dłuższym naciskaniu przycisku pilota jedna z transmisji mogłaby zostać nie odebrana. Dekoder zareagowałby na ten fakt stanem niskim na wejściu, co spowodowałoby powtórną zmianę stanu przerzutnika IC5B. Temu niepożądanemu zjawisku zapobiega zastosowania monowibratora (oczywiście zbudowanego na NE555) IC1. Stan wysoki z wyjścia VT dekodera po zanegowaniu przez tranzystor T2 podany zostaje na wejście wyzwalające uniwibratora i powoduje rozpoczęcie generowania impulsu o czasie trwania określonym pojemnością C5 i rezystancją R4 + PR1. Czas trwania tego impulsu nie zależy już od stanu na wyjściu VT dekodera, co skutecznie zabezpiecza przed skutkami odebrania pojedynczej błędnej transmisji (chyba, że będziemy z niewiadomego powodu naciskać przycisk pilota przez czas dłuższy, niż impuls generowany przez IC1).

Impulsy generowane przez IC1 powodują cykliczne przełączanie przerzutnika IC5B, a co za tym idzie włączanie i wyłączanie centrali alarmowej.

Impuls tworzony przez IC1 wykorzystywany jest jeszcze do jednego celu. Doprowadzany jest do bazy tranzystora T5, który może włączyć na krótki czas jeden z przekaźników zasilających układy wykonawcze. Wybory przekaźnika dokonujemy za pomocą jumpera JP3. Krótkie włączenie przekaźnika zasilającego np. światła kierunkowskazów pozwala na wizualne stwierdzenie, czy układ zareagował prawidłowo na sygnał wysłany przez pilota. Nie dołączajcie jednak do tranzystora T5 przekaźnika zasilającego sygnały akustyczne, bardzo proszę. Te „pisknięcia" włączanych i wyłączanych alarmów samochodowych mogą doprowadzić osoby z najbliższego sąsiedztwa do stanu depresji nerwowej.

Montaż i uruchomienie

Na rysunkach 3, 4 i 5 (patrz str. 13) zostały pokazane mozaiki ścieżek płytek drukowanych pilota, odbiornika podczerwieni i układu centrali oraz rozmieszczenie na nich elementów. Wykonanie osobnej płytki do układu odbiornika podczerwieni IC8 zostało podyktowane koniecznością umieszczenia tego elementu w widocznym miejscu, tak aby mógł odbierać wiązki modulowanej podczerwieni z nadajnika. Montaż układu rozpoczniemy od budowy pilota.

Montaż tego układu wykonujemy w sposób tradycyjny, rozpoczynając od elementów o najmniejszych gabarytach. Tym razem, ze względu na małe wymiary obudowy nie stosujemy podstawek.

Zanim jednak cokolwiek wlutujemy w płytkę, musimy ją dokładnie dopasować do obudowy, wyrównując jej brzegi pilnikiem. Po zmontowaniu płytki pilota musimy nieco przerobić przeznaczoną dla niego obudowę typu KM-15M. W górnej części obudowy znajduje się okrągły fragment, służący jako przycisk. Wystający z niego do wnętrza obudowy bolec należy obciąć, a otwór w obudowie przeznaczony na diodę kontrolną nieco rozwiercić. Z wnętrza obudowy należy usunąć niepotrzebna w naszym rozwiązaniu elementy utrzymujące diodę nadawczą.

Cztery bateryjki typu LR44 umieszczamy w przeznaczonym na nie zagłębieniu, a styki wykonujemy z kawałków sprężystej blaszki (np. z styków uszkodzonego przekaźnika).

Po zmontowaniu pilota musimy tylko ustawić częstotliwość generatora z IC1. Jeżeli posiadamy miernik częstotliwości, to przerywamy połączenie pomiędzy nóżką 2 IC1 i nóżką 15 IC2 (przecinamy delikatnie ścieżkę).

Następnie dołączamy prowizorycznie nóżkę 2 IC1 do plusa zasilania i po włączeniu zasilania ustawiamy za pomocą potencjometru montażowego PR1 częstotliwość na wyjściu Q IC1. Powinna ona wynosić 36kHz (w przypadku stosowania układu odbiorczego TFMS5360). Po dokonaniu tej regulacji przywracamy układ pilota do poprzedniego stanu i zamykamy go w obudowie.

c.d. na str. 13

Wykaz elementów

Układ pilota

Rezystory
- PR1: potencjometr montażowy miniaturowy 220kΩ
- R1: 10kΩ
- R2, R6: 22kΩ
- R3, R7: 560Ω
- R4: 100Ω
- R5: 41kΩ (39k + 2k lub 2×82k równolegle)

Kondensatory
- C1: 330pF
- C2, C5: 10nF
- C3: 100nF
- C4: 100µF/10

Półprzewodniki
- D1: IRED (dioda emitująca podczerwień)
- D2: LED 3mm
- IC1: NE555 (wersja CMOS)
- C2: MC145026
- T1: BC337 lub odpowiednik

Pozostałe
- S1: przycisk typu RESET
- BT1: bateryjka 6V lub 4 bateryjki 1,5V (nie wchodzą w skład kitu)
- Obudowa typu KM-15M
- Nie stosować podstawek pod układy scalone

Układ centralki

Rezystory
- PR1: potencjometr montażowy miniaturowy 220kΩ
- R1, R6, R16: 22kΩ
- R2, R9, R13, R14: 220kΩ
- R10, R15 : 100kΩ
- R3: 51kΩ
- R4, R5, R7, R8, R11, R12: 12kΩ

Kondensatory
- C1, C3, C11: 100nF
- C2: 22nF
- C4: 100uF
- C5: 47uF
- C6: 10nF
- C7, C8, C9
- C10

Półprzewodniki
- D1 D12: 1N4148
- IC1, IC7: NE555
- IC2: MC14028
- IC3: TFMS5360
- IC4: 4093
- IC5: 4027
- IC6: 4040
- IC8: 78L05
- T1 T4 BC548 lub odpowiednik

Pozostałe
- CON1,CON2,CON3,CON4,CON7, CON8: ARK2
- CON5, CON6, CON9, CON10 ARK3 (3,5mm)
- JP2, JP: 2x5 goldpin + jumper
- JP3: 3 goldpin + jumper
- REL2, REL1: RM82/12V
- Podstawki pod układy scalone (precyzyjne)

Montaż płytek odbiornika i centralki nie nastręczy nikomu najmniejszych trudności i nie najmniejszego sensu opisywać go szczegółowo. Pamiętajmy jednak o jednym: układ przeznaczony jest do pracy w najbardziej niekorzystnych warunkach, narażony na skrajne temperatury, wilgoć i wstrząsy. Jak zwykle pozostawiam Wam wybór: albo nie stosować w ogóle podstawek, albo użyć podstawek precyzyjnych o bardzo wysokiej jakości (takie będą dostarczane w kicie). Wykonany układ należy dokładnie zabezpieczyć przed wpływami atmosferycznymi za pomocą lakieru poliuretanowego (dostępny w ofercie AVT).

Nie miałem pojęcia, w jakim samochodzie zechcecie umieścić wykonany układ alarmowy. Dlatego też płytka odbiornika i płytka centrali nie zostały zwymiarowane pod żaden konkretny typ obudowy. Jedna ze względu na duży asortyment obudów w ofercie AVT i dostępnych w sklepach z częściami elektronicznymi z pewnością dobierzecie sobie obudowę pasującą do jakiegoś zakamarka wewnątrz samochodu. Układ odbiornika najlepiej umieścić gdzieś na desce rozdzielczej samochodu, tak aby mógł być łatwo oświetlony przez wiązkę podczerwieni emitowaną przez trzymanego w ręku pilota.

Kolegom nie posiadającym jeszcze miernika częstotliwości polecam prostą metodę regulacji pilota bez posługiwania się tym przyrządem (bardziej jednak zalecam wykonanie zaprojektowanego przeze mnie miernika AVT-2269 lub innego z naszej oferty). W celu dokonania regulacji włączamy zasilanie pilota i układów centrali. Następnie umieszczamy pilota w odległości ok. 3m od odbiornika i naciskamy przycisk. Najprawdopodobniej nic się nie stanie i dopiero po pokręcaniu potencjometrem montażowym PR1 w nadajniku uzyskamy prawidłowy odbiór transmisji. Fakt ten zostanie wyraźnie zasygnalizowany trzaskiem przekaźnika dołączonego jumperem JP3 do kolektora tranzystora T5. Następnie osuwamy pilota od nadajnika o kilka metrów i powtarzamy regulację. Czynimy tak kilkukrotnie, aż do momentu w którym nie będzie można już odebrać transmisji.

Ostatnią czynnością regulacyjną będzie ustawienie czasu trwania impulsu generowanego przez IC1 (w układzie centralki). Powinien on wynosić ok. 1 sek., a regulacji dokonujemy za pomocą potencjometru montażowego PR1.

Ustawienia kodu dokonujemy za pomocą zwierania pól lutowniczych wyprowadzeń adresowych układów MCY1450XX do masy zasilania, do plusa zasilania lub pozostawianie ich niepodłączonych do niczego. Odpowiednie punkty łączymy ze sobą za pomocą kropli cyny.

Analizując opis działania układu łatwo można dojść do wniosku, że z układem centralki może współpracować dowolna ilość pilotów z identycznie ustawionym kodem, a także że jeden pilot może „pasować" do kilku centralek. Dlatego też produkowane będą dwa kity: jeden umożliwiający zbudowanie pilota i drugi, zawierający wszystkie elementy potrzebne do zmontowania centralki. Będą to kity AVT-2078A i AVT-2078B.

Zbigniew Raabe

Kit 2192 AVT

(do domowego systemu sygnalizacyjnego

Moduł dzwonka o dwustopniowej głośności

Niniejszy artykuł przedstawia moduł dzwonka do domowego systemu sygnalizacyjnego, opisanego w poprzednim numerze EdW. W artykule zawarte są zarówno informacje na temat modułu dzwonka, jak i wskazówki dotyczące montażu płyty głównej. Artykuł ten jest kontynuacją materiału zamieszczonego przed miesiącem, stąd nietypowa numeracja rysunków.

Schemat ideowy modułu dzwonka pokazano na rysunku 8. Jest to bardzo prosty układ, a sygnałem dzwonka jest przerywany dźwięk o częstotliwości około 1...2kHz. Gdy przycisk dzwonka jest przyciśnięty dłużej (lub naciskany dłużej w sposób przerywany), po kilku sekundach włącza się dużo głośniejszy dźwięk, który na pewno zwróci uwagę domowników, którzy może są w innych pomieszczeniach, albo twardo śpią.

W stanie spoczynku moduł praktycznie nie pobiera prądu. Na wejściach bramki U1A panuje stan wysoki. Elektrolityczne kondensatory C2 i C3 są stale pod pełnym napięciem zasilającym, czyli na pewno są zaformowane. Na wyjściu bramki U2D panuje stan wysoki, czyli przez diodę D3 nie płynie prąd i źródło prądowe jest wyłączone. W układzie źródła prądowego przewidziano dwa tranzystory T1 i T2. Tranzystor mocy T2 będzie potrzebny tylko w przypadku podłączenia głośnika wprost do wyjścia modułu, z pominięciem wzmacniacza. W typowym zastosowaniu T2 jest niepotrzebny i emiter T1 należy połączyć wprost do rezystora R14.

W stanie spoczynku zarówno generator taktujący z bramką U2A, jak i generator sygnału akustycznego z bramką U2C są zablokowane.

Po naciśnięciu przycisku dzwonka S1, na wyjściu bramki U1A pojawia się stan wysoki.

Obwód R2C1 jest potrzebny, by przypadkowe zakłócenia mogące się zaindukować w długich przewodach prowadzących do przycisku, nie uruchomiły układu.

Pojawienie się stanu wysokiego na wyjściu bramki U1A powoduje szybkie rozładowanie kondensatora C2 przez diodę D1. Natomiast kondensator C3 zacznie się powoli rozładowywać przez rezystor R4.

Obwód z diodą D1 i kondensatorem C2 jest potrzebny, by układ poprawnie pracował także przy impulsowym przyciskaniu przycisku. Również obwód z diodą D2 i rezystorem R5 był przewidziany do takiego celu, ale po próbach okazało się, że nie jest on konieczny.

W każdym razie po naciśnięciu przycisku dzwonka zostają uruchomione oba generatory z bramkami U2A i U2C. Na wyjściu bramki U2C pojawiają się paczki impulsów o częstotliwości 1...2kHz. Ten przebieg prostokątny jest filtrowany przez obwód C6, C11, R8 a także R9 C7 i podawany na bazę tranzystora T2, gdzie moduluje prąd źródła prądowego.

Jeśli przycisk dzwonka jest stale przyciśnięty, po kilku sekundach napięcie na kondensatorze C3 przekroczy próg przełączania bramki U1B. W konsekwencji na wejściu 13 bramki U1D pojawi się stan wysoki, który otworzy tę bramkę. Impulsy z generatora U2C pojawią się więc na wyjściu bramki U1D. Impulsy te przez rezystor R1 i kondensator C7 przejdą na bazę tranzystora T1. Ponieważ w omawianym obwodzie nie ma filtru C6, C11, R8, sygnał ten będzie po pierwsze znacznie większy (głośniejszy) niż wcześniej, a po drugie będzie to przebieg zbliżony do prostokąta, a więc ostry, świdrujący w uszach. Wcześniej dźwięk był znacznie łagodniejszy ze względu na obecność wspomnianego filtru.

Montaż i uruchomienie

Część bazowa

Elementy części bazowej z rysunku 2 można zmontować na płytce drukowanej, pokazanej na rysunku 4.

Jak widać na rysunku 4 i na fotografii modelu, część płyty głównej przeznaczona jest do wlutowania w nią pionowo kilku modułów.

Wyjścia wlutowanych modułów należy połączyć z punktem A (lub B) za pomocą zwór zaznaczonych na płytce.

Wykaz elementów modułu dzwonka AVT-2192

Rezystory
R1,R14: 1kΩ
R2: 470kΩ
R3,R4: 270kΩ
R5: nie montować
R6: 1MΩ
R7,R13: 22kΩ
R8,R9,R11: 10kΩ
R10,R12: 2,2kΩ

Kondensatory
C1,C6: 100nF
C2,C3: 10µF/16V elektrolityczny
C4: 330nF
C5,C11: 22nF
C7: 4,7nF
C8: 100nF ceramiczny
C9: 220µF/16V elektrolityczny
C10: 100µF/16V elektrolityczny

Półprzewodniki
D1: dioda 0,2A np.4148
D2: nie montować
D3: LED czerwona
T1: tranzystor PNP np. BC558B
T2: BD285 (nie montować)
U1,U2: 4093

Pozostałe
płytka drukowana wg rysunku 9

Uwaga!
Elementy R5, D2, T2 nie wchodzą w skład kitu AVT-2192

Montaż płyty głównej jest klasyczny, nie powinien sprawić nikomu trudności. Elementy można montować w dowolnej kolejności.

Do typowych zastosowań montowane będą tylko elementy zasilacza i jednego kanału wzmacniacza.

Choć obecność akumulatora rezerwowego nie jest konieczna, dobrze byłoby zastosować taki akumulator, czy to w postaci małego 12-woltowego akumulatora żelowego, czy starego akumulatora samochodowego (nie umieszczać w mieszkaniu, tylko w piwnicy lub garażu), czy nawet kompletu ośmiu baterii alkalicznych R6...R20.

Uwaga!
W urządzeniu występują napięcia mogące stanowić śmiertelne zagrożenie dla życia! Osoby niepełnoletnie mogą wykonać i uruchomić opisany układ tylko pod opieką wykwalifikowanych osób dorosłych.

Transformator należy dobrać we własnym zakresie. Jego moc będzie zależeć od potrzebnej mocy maksymalnej. Jeśli układ ma być użyty jako sygnalizator w systemie alarmowym, należy zastosować transformator o mocy 20...40W (np. TS20/13, TS25/1, TS40/57, TS40/87).

Jeśli układ będzie pełnił jedynie rolę niezbyt głośnego sygnalizatora, można zastosować niewielki transformator, np. TS6/40, TS8/39 czy TS12/008.

W zależności od dysponowanej mocy zasilania i przewidzianej maksymalnej głośności, stabilizator U1 oraz wzmacniacz(e) mocy należy wyposażyć w niewielkie radiatory (mogą być ze sobą połączone, bo wszystkie mają potencjał masy).

Całość można umieścić w dowolnej obudowie metalowej lub z tworzywa.

Jeśli system ma służyć również jako sygnalizator alarmu, należy zadbać, by zarówno układ elektroniczny, głośniki jak i przewody do nich prowadzące, nie dały się łatwo uszkodzić, np. wskutek uderzenia. Należy bowiem przypuszczać, że ewentualny włamywacz będzie chciał unieszkodliwić system po odezwaniu się głośnego sygnału alarmowego.

Moduł dzwonka

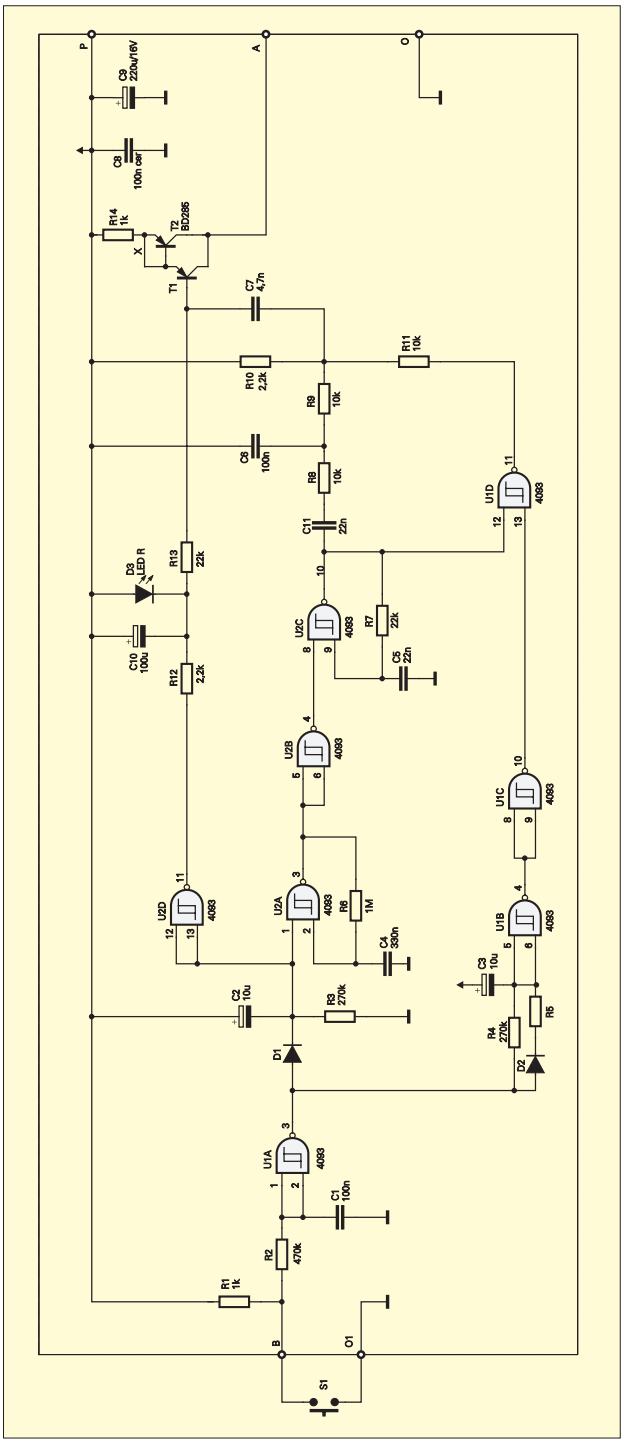
Moduł dzwonka z rysunku 8 można zmontować na niewielkiej płytce drukowanej, pokazanej na rysunku 9. Tu również montaż nie powinien sprawić trudności. Zaleca się, by układy scalone CMOS montować na końcu.

W module nie trzeba montować elementów R5, D2 oraz tranzystora mocy T2. W miejscu tranzystora T2 nie trzeba wykonywać żadnych zwór, bo na płytce umieszczono ścieżkę zwierającą punkty bazy i emitera tranzystora T2. Jedynie w przypadku stosowania sposobu z rysunku 7 należy przeciąć tę ścieżkę w punkcie oznaczonym X, wlutować tranzystor mocy T2 i zastosować rezystor ustalający prąd R14 o odpowiednio małej wartości.

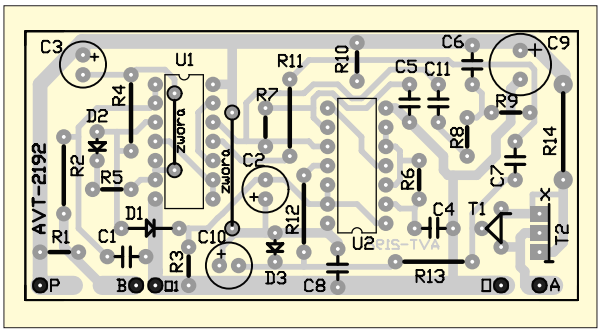
Moduł nie wymaga żadnego uruchamiania. Jednak ze względu na obecność kondensatorów elektrolitycznych C2 i C3, które mogą być rozformowane, układ może nie działać poprawnie po pierwszym włączeniu. Dlatego zaleca się po zmontowaniu podłączyć napięcie zasilające do punktów P, O i zaformować kondensatory przez mniej więcej pół godziny.

Moduł należy wlutować w płytę bazową za pomocą kilku drutów, zwracając uwagę na biegunowość napięcia zasilania – odwrotne wlutowanie może spowodować nieodwracalne uszkodzenie modułu.

W modelu pokazanym na fotografii moduł umieszczony jest dość wysoko nad płytką po to, by uzyskać łatwy dostęp do wszystkich punktów modułu przy



Rys. 8. Schemat ideowy modułu dzwonka



Rys. 9. Schemat montażowy modułu dzwonka

ważne utrudnienie przy obecności na płycie kilku modułów. Natomiast wlutowanie modułów na dłuższych drutach umożliwi łatwy dostęp do każdego punktu dowolnego modułu.

Jak widać na fotografii modułu i na rysunku 4, przewodów dzwonka nie trzeba lutować do modułu, tylko do odpowiednich punktów na płycie bazowej. W pierwszy rząd otworów płyty bazowej można też wlutować typowe złącze komputerowe (zaciskane) i wtedy wszystkie przewody przychodzące z zewnątrz będzie można w razie potrzeby odłączyć od płyty jednym ruchem.

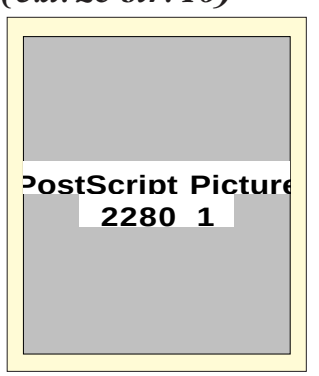
ewentualnym serwisie czy modernizacji. Właśnie ze względu na możliwość późniejszej ingerencji w system, nie należy wlutowywać modułów tuż nad powierzchnią płytki bazowej. Taki sposób montażu spowoduje, że płytek nie będzie można odchylić, choćby po to, by zmierzyć napięcia czy przebiegi – jest to bardzo po-

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

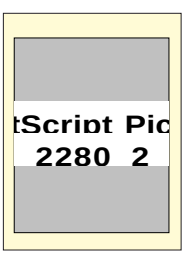
Samochodowa centralka alarmowa... (c.d. ze str. 10)

Montaż płytek odbiornika i centralki nie nastręczy nikomu najmniejszych trudności i nie najmniejszego sensu opisywać go szczegółowo. Pamiętajmy jednak o jednym: układ przeznaczony jest do pracy w najbardziej niekorzystnych warunkach, narażony na skrajne temperatury, wilgoć i wstrząsy. Jak zwykle pozostawiam Wam wybór: albo nie stosować w ogóle podstawek, albo użyć podstawek precyzyjnych o bardzo wysokiej jakości (takie będą dostarczane w kicie). Wykonany układ należy dokładnie zabezpieczyć przed wpływami atmosferycznymi za pomocą lakieru poliuretanowego (dostępny w ofercie AVT).

Nie miałem pojęcia, w jakim samochodzie zechcecie umieścić wykonany układ alarmowy. Dlatego też płytka odbiornika i płytka centrali nie zostały zwymiarowane pod żaden konkretny typ obudowy. Jedna ze względu na duży asortyment obudów w ofercie AVT i dostępnych w sklepach z częściami elektronicznymi z pewnością dobierzecie sobie obudowę pasującą do jakiegoś zakamarka wewnątrz samochodu. Układ odbiornika najlepiej umieścić gdzieś na desce rozdzielczej samochodu, tak aby mógł być łatwo oświetlony przez wiązkę podczerwieni emitowaną przez trzymanego w ręku pilota.

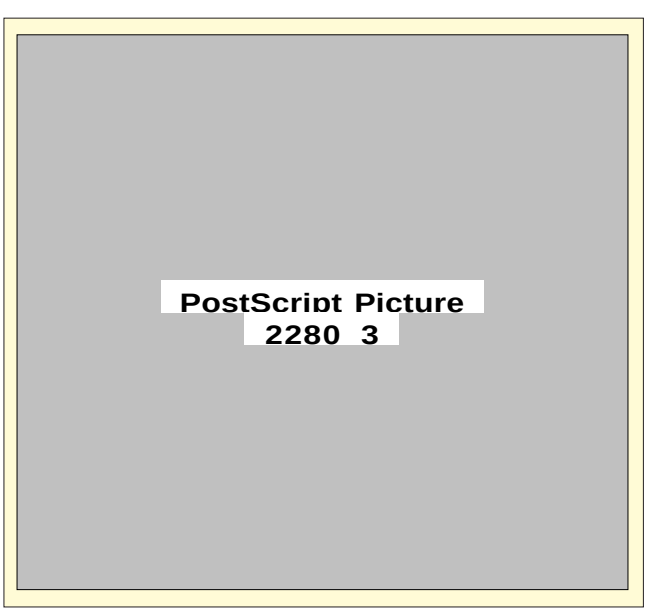


Rys. 3. Schemat montażowy pilota



Rys. 4. Schemat montażowy odbiornika

Kolegom nie posiadającym jeszcze miernika częstotliwości polecam prostą metodę regulacji pilota bez posługiwania się tym przyrządem (bardziej jednak zalecam wykonanie zaprojektowanego przeze mnie miernika AVT-2269 lub innego z naszej oferty). W celu dokonania regulacji włączamy zasilanie pilota i układów centrali. Następnie umieszczamy pilota w odległości ok. 3m od odbiornika i naciskamy przycisk. Najprawdopodobniej nic się nie stanie i dopiero po pokręcaniu potencjometrem montażowym PR1 w nadajniku uzyskamy prawidłowy odbiór transmisji. Fakt ten zostanie wyraźnie zasygnalizowany trzaskiem przekaźnika dołączonego jumperem JP3 do kolektora tranzystora T5. Następnie osuwamy pilota od nadajnika o kilka metrów i powtarzamy regulację. Czynimy tak kilkukrotnie, aż do momentu w którym nie będzie można już odebrać transmisji.



Rys. 5. Schemat montażowy centralki

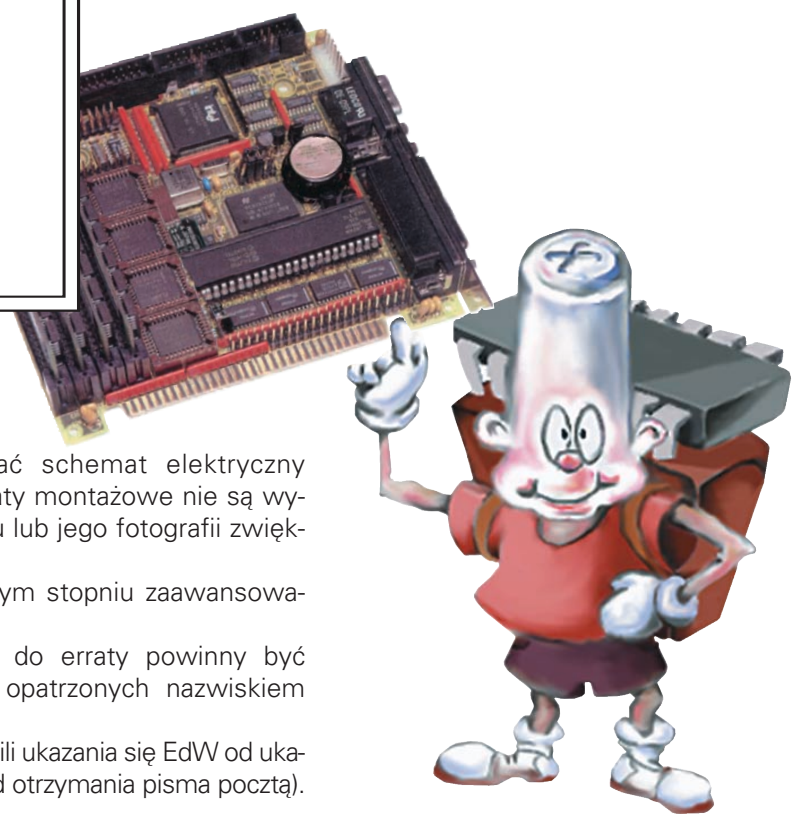
Ostatnią czynnością regulacyjną będzie ustawienie czasu trwania impulsu generowanego przez IC1 (w układzie centralki). Powinien on wynosić ok. 1 sek., a regulacji dokonujemy za pomocą potencjometru montażowego PR1.

Ustawienia kodu dokonujemy za pomocą zwierania pól lutowniczych wyprowadzeń adresowych układów MCY1450XX do masy zasilania, do plusa zasilania lub pozostawianie ich niepodłączonych do niczego. Odpowiednie punkty łączymy ze sobą za pomocą kropli cyny.

Analizując opis działania układu łatwo można dojść do wniosku, że z układem centralki może współpracować dowolna ilość pilotów z identycznie ustawionym kodem, a także że jeden pilot może „pasować" do kilku centralek. Dlatego też produkowane będą dwa kity: jeden umożliwiający zbudowanie pilota i drugi, zawierający wszystkie elementy potrzebne do zmontowania centralki. Będą to kity AVT-2078A i AVT-2078B.

Zbigniew Raabe

Szkoła KONSTRUKTORÓW



Rozwiązanie zadania powinno zawierać schemat elektryczny i zwięzły opis działania. Model i schematy montażowe nie są wymagane. Przysłanie działającego modelu lub jego fotografii zwiększa szansę na nagrodę.

Ponieważ rozwiązania nadsyłają czytelnicy o różnym stopniu zaawansowania, mile widziane jest podanie swego wieku.

Ewentualne listy do redakcji czy spostrzeżenia do erraty powinny być umieszczone na oddzielnych kartkach, również opatrzonych nazwiskiem i pełnym adresem.

Czas nadsyłania prac wynosi półtora miesiąca od chwili ukazania się EdW od ukazania się numeru (w przypadku prenumeratorów – od otrzymania pisma pocztą).

Zadanie 27

Temat tego zadania zaproponował **Leszek Żebrowski** z Elbląga. Oto fragment listu: *Jestem stałym czytelnikiem Waszego miesięcznika, cieszącego się dużą popularnością wśród moich znajomych, którzy także interesują się elektroniką. Ja interesuję się nią już ponad 30 lat (obecnie mam 59) i traktuję ja jako swoistego „hobby horse", ponieważ w wykształcenia jestem chemikiem. (...)*

Piszę do Was, ponieważ chcę prosić o pomoc. Już od dłuższego czasu chcę skonstruować urządzenie alarmowe reagujące na dotyk (lub dotykowo – pojemnościowe). Widziałem takie niewielkie urządzenie z łańcuszkiem, które wieszało się w domu na klamce. Gdy ktoś dotknął klamki, urządzenie włączało alarm. Próbowałem już robić takie urządzenie według schematu z literatury, ale nie mogłem dać rady z jego wykonaniem, bo nie podano tam danych cewki generatora. Próbowałem wykorzystać podany przez Was układ wyłącznika sensorowego, ale był zbyt podatny na zakłócenia sieciowe (włączała się lodówka – włączał się sensor). (...)

Czy moglibyście opracować taki czujnik dotykowy?

Ja z wrodzonego lenistwa odbijam piłeczkę w stronę uczestników Szkoły Konstruktorów. A poważnie mówiąc, jest to znakomite zadanie do Szkoły. W zasadzie sprawa jest beznadziejnie prosta – schemat wyłącznika sensorowego na układzie 555 lub jednej bramce CMOS można narysować w przeciągu trzydziestu sekund. Ale cały problem polega na wyeliminowaniu zakłóceń. I tu zaczynają się schody. I właśnie dlatego jest to doskonałe zadanie dla was, przyszłych konstruktorów.

Tym razem wręcz wymagam wykonania i przetestowania modelu. Raczej nie mają szans na nagrody projekty powstałe tylko na papierze i nie wypróbowane w praktyce. Z jednej strony układ musi być czuły i pewnie reagować na dotkniecie, a z drugiej strony musi być odporny na zakłócenia w sieci energetycznej. Dlatego wykonany model należy zainstalować na co najmniej kilkanaście godzin i wypróbować, czy nie będzie się włączał przy włączaniu i wyłączaniu różnych urządzeń (lodówka, świetlówki, odkurzacz, telewizor, itp.).

Oto oficjalny temat zadania:

Zaprojektować praktyczny układ wyłącznika dotykowego, niewrażliwego na zakłócenia sieci energetycznej.

W najprostszym przypadku zasada działania będzie następująca: wszechobecne pole elektromagnetyczne wytwarzane przez przewody sieci energetycznej powoduje indukowanie się w każdym metalowym przedmiocie napięć i prądów. Ciało człowieka odizolowanego od ziemi jest też swego rodzaju anteną – indukują się w nim wspomniane napięcia. Po dotknięciu ręką układu czujnika, nastąpi przepływ niewielkiego prądu. Prąd ten uruchomi układ. Należy zauważyć, że w zasadzie chodzi tu napięcia między ziemią (uziemieniem) a ciałem. Ktoś mógłby dojść do wniosku, że musi być to układ zasilany wprost z sieci, bez transformatora. Jednak w praktyce okaże się, że podobnie będzie reagował układ zasilany przez transformator, a to dzięki istnieniu pojemności między uzwojeniami transformatora sieciowego. **Uwaga! W żadnym wypadku nie może to być układ zasilany wprost z sieci – rozwiązania tego typu nie będą dopuszczone do konkursu!**

Przy projektowaniu układu główny problem będzie polegał na wyeliminowaniu wpływu zakłóceń impulsowych, których czas trwania jest bardzo krótki, ale za to amplitudy są duże.

Jeśli ktoś chciałby wykorzystać inny sposób, na przykład zmianę częstotliwości generatora po dotknięciu „gorącego punktu" układu, może wykorzystać fakt, że dotknięcie układu jest równoznaczne z dołączeniem niewielkiej pojemności między dotykanym punktem, a masą układu (ściślej – uziemieniem).

Nie polecam natomiast prób wykorzystania czujnika rezystancyjnego, na przykład próby wykorzystania zmiany rezystancji między metalową wycieraczką a klamką. Jeśli dotykający będzie miał dobre buty (niekoniecznie gumowe, wystarczy, że będą suche) – metoda rezystancyjna nie zda egzaminu.

Układ może nie działać także przy zasilaniu bateryjnym, bo wtedy przy braku jakiegokolwiek połączenia z ziemią dotknięcie jednego punktu układu niewiele zmieni.

Temat wbrew pozorom wcale nie jest najłatwiejszy, dlatego tym razem bardzo dużą szansę na nagrody mają także listy (byle nie zbyt obszerne) z opisem nieudanych eksperymentów i próbami analizy przyczyn.

I zgodnie z wprowadzonym niedawno zwyczajem zastrzegam sobie prawo wyłączenia najlepszych projektów z konkursu i przedstawienia ich w ramach działu Elektonika-2000.

Rozwiązanie zadania 23

Tematem zadania 23 było zaprojektowanie systemu elektronicznego pomiaru czasu w biegach na zawodach szkolnych czy klubowych.

Zadanie nie było wcale łatwe, z tym większym zadowoleniem zapoznałem się z ponad 20 rozwiązaniami, z których 16 zasługuje przynajmniej na słowa pochwały. I chciałem serdecznie podziękować tym wszystkim, którzy nadesłali zwięzłe opisy, co zaoszczędziło mi mnóstwo czasu przy analizie prac.

Jakie są moje wrażenia ogólne? Generalnie niemal wszyscy uczestnicy poradzili sobie z układem licznika, który jest sercem całego systemu. Więcej kłopotów sprawiły „peryferia", a więc pistolet startowy, układ fotokomórki na mecie i problem komunikacji start – meta. Niektórzy koledzy przedstawili krótkie analizy problemu, zawierające bardzo cenne uwagi praktyczne.

Większość prac zawierała starannie narysowane schematy i trafne, zwięzłe opisy. Przy czytaniu kilku prac nie mogłem się jednak oprzeć wrażeniu, że ich Autorzy nade wszystko kochają rysowanie schematów, a nie bardzo ich interesuje strona praktyczna całego przedsięwzięcia. Już chyba was ostrzegałem przed niebezpieczeństwem popadnięcia w manię rysowania schematów. Rysowanie schematów może stać się obsesją, ale niestety jest to tylko namiastka prawdziwej elektroniki. „Maniaka schematowego" można poznać po tym, że zupełnie niepotrzebnie komplikuje układ. Jemu to nie przeszkadza, bo i tak nie ma zamiaru realizować go w praktyce. Niechby spróbował zrealizować ze dwa swoje rozdmuchane układy, a na pewno zacząłby cenić konstrukcje możliwie proste, pełniące minimum niezbędnych funkcji.

Tym niemniej, kilka spośród nadesłanych układów aż prosi się o wykonanie i sprawdzenie ich w praktyce – są w miarę proste i funkcjonalne. Co najmniej dwóch kolegów odgraża się, że wykonają podobne systemy w ramach pracy dyplomowej (czekam na możliwość ich krótkiego zaprezentowania w Forum Czytelników). A jeden z uczestników nadesłał gotowy model licznika.

Tylko kilka prac odłożyłem na bok po pierwszym czytaniu, uznając iż prezentują zbyt niski poziom. Pozostałe są w miarę wyrównane. Ponieważ w tym wydaniu EdW na Szkołę przeznaczone są tylko trzy strony, nie będę omawiał poszczególnych rozwiązań, skupię się na koncepcjach oraz popełnionych błędach. Każdy z uczestników będzie mógł osobiście jeszcze raz przeanalizować swoje rozwiązanie i ewentualnie je poprawić.

Koncepcje

Prawie wszyscy uczestnicy zaproponowali wykorzystanie sześciocyfrowego licznika. W najprostszej wersji był to licznik z układami 4026 sterującymi bezpośrednio sześcioma wyświetlaczami LED ze wspólną katodą.

Rozwiązania z wyświetlaczami LED nie są najszczęśliwsze ze względu na ogromny pobór prądu, a przecież urządzenie musi być zasilane z baterii. Ponadto wyświetlacze LED są praktycznie niewidoczne w pełnym słońcu i należałoby pracować przy znacznych prądach, rzędu co najmniej 10mA/segment co daje prąd maksymalny około 400mA. Jeśli urządzenie miałoby być używane na kilku zajęciach w ciągu dnia, pojemność baterii musiałaby być ogromna. Chyba, że wyświetlacze pracowałyby tylko przez krótki okres czasu, wyświetlając wyniki po zakończeniu biegu tylko przez kilka...kilkanaście sekund.

Z tym większym zainteresowaniem zapoznałem się z wnioskami tych, którzy proponują wyświetlacze LCD. Rzeczywiście, ze zdobyciem 6-cyfrowego wyświetlacza LCD nie multipleksowanego byłby spory kłopot.

Pozostają popularne wyświetlacze LCD 4 i 3,5-cyfrowe. W większości wypadków liczniki zrealizowane są na kostkach 4518, a dekodery 4543. Kilku kolegów, m.in. **Marcin Wiązania** oraz **Mariusz Nowak** z Gacek, proponuje wykorzystać wyświetlacz 4-cyfrowy (do zdobycia bez większych kłopotów), przy czym setne części sekundy wyświetlane byłyby po naciśnięciu przycisku. Ciekawszy pomysł zaproponował **Marian Jarek** z Ołpin. Chce on wykorzystać dwa najpopularniejsze wyświetlacze 3,5-cyfrowe umieszczone jeden za drugim, przy czym prawy wyświetlacz umieszczony byłby „do góry nogami". Wyglądałoby to mniej więcej tak: 1888 8881. Daje to sześć potrzebnych cyfr. Rozwiązanie Mariana jest o tyle lepsze od rozwiązań Marcina i Mariusza, że umożliwia zapamiętanie i wyświetlenie wyników dwóch(!) zawodników. Jak? Marian proponuje wykorzystać dwie fotokomórki na bieżni. Co prawda wymaga to ustawienia na środku bieżni słupka, ale gra chyba jest warta świeczki. W momencie, gdy pierwszy zawodnik mija linię mety oddzielny układ zapamiętuje, który to zawodnik, zawartość licznika jest wpisywana do latchów zawartych w dekoderach 4543, przy czym licznik pracuje dalej. Gdy drugi zawodnik ukończy bieg, licznik jest zatrzymywany (nie zerowany). Wyświetlacz pokazuje czas zwycięzcy zatrzaśnięty w dekoderach 4543. Czas pokonanego można odczytać po naciśnięciu przycisku, który spowoduje, że latchy staną się przezroczyste (wtedy czas zwycięzcy zostaje „zapomniany").

Niektórzy koledzy uwzględnili sytuację, gdy zawodnicy wykonują kilka okrążeń. Zastosowany licznik okrążeń wykorzystujący fotokomórkę teoretycznie rozwiązuje problem. Układ pomiarowy automatycznie zostaje odblokowany dopiero przy ostatnim okrążeniu. Osobiście wątpię w przydatność takiego licznika okrążeń przypuszczając, że w biegach długodystansowych zawodnicy nie będą biegać pojedynczo (bo przy 30 osobach trwałoby to wieczność). Jeśli biec będzie grupa, licznik okrążeń nie zda egzaminu, bo układ musiałby liczyć, czy przebiegły wszystkie osoby, co jest nierealne. Zamiast licznika okrążeń trzeba zastosować obwód włączania fotokomórki na mecie dopiero na ostatnim okrążeniu.

Tylko dwóch czy trzech kolegów zwróciło uwagę na inny praktyczny problem związany z liczeniem okrążeń. Nawet w przypadku, gdy biegłaby jedna osoba, może nastąpić błędne zliczenie. Biegnący macha rękami i w najgorszym przypadku układ może zliczyć trzy impulsy: ręka, tułów, druga ręka. Można tu kombinować z umieszczaniem fotokomórek na odpowiedniej wysokości, ale przy wszystkich podanych wadach radziłbym zupełnie zrezygnować z licznika okrążeń i „łapać czas", gdy zawodnik przetnie wiązkę fotokomórki. Właśnie wiązkę między nadajnikiem i odbiornikiem. Jeden z kolegów zaproponował niesłusznie fotokomórkę z nadajnikiem i odbiornikiem umieszczonym po tej samej stronie bieżni – wykrywanie zawodnika miałoby się odbywać na zasadzie odbicie części promieniowania od tego zawodnika. Sposób ten nie zda egzaminu.

Zaproponowaliście różne „pistolety startowe". Należało przy tym uwzględnić fakt, że meta może być oddalona od startu o 100 metrów. Kilku kolegów zaproponowało połączenie przewodowe między 'pistoletem" na starcie i licznikiem na mecie. Osobiście nie wyobrażam sobie, ba coś takiego zdało egzamin w praktyce – plątanina kabli skutecznie zniechęci do używaniu urządzenia. Kilku kolegów chce zrezygnować z oddzielnego pistoletu na starcie i wbudować sygnalizator w urządzenie umieszczone na mecie. Rozwiązanie godne uwagi, ale należałoby uwzględnić opóźnienie około 0,3 sekundy potrzebne, by dźwięk przebył te 100 metrów z linii mety do linii startu. Najbardziej sensowne wydaje się wykorzystanie łącza radiowego, choćby w postaci układów AVT-501 i AVT-502. Plus dla tych, którzy to zaproponowali.

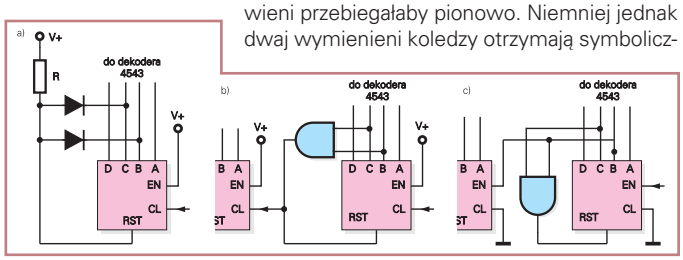
W roli pistoletu startowego niemal wszyscy planują głośny sygnalizator piezo.

Kilku kolegów: **Jan Gołąb** ze Skrzyszowa, **Marcin Żelazowski** z Warszawy, **Jacek Gajewski** z Grudziadza i **Arkadiusz Prus** ze Świdnika zaproponowało zastosowanie w urządzeniu pamięci RAM, w której zapamiętywane byłyby wyniki poszczególnych zawodników. Zastosowanie pamięci znacznie komplikuje układ. Nie wszyscy wymienieni koledzy poradzili sobie z tym problemem jednakowo. Niektórzy zaproponowali użycie trzech kostek, w których przy wspólnym adresowaniu jednocześnie zapisywane byłoby sześć cyfr (6 x 4 bity), inni wykorzystali jedną kostkę pamięci, rozbudowując układ sterowania i multipleksowania.

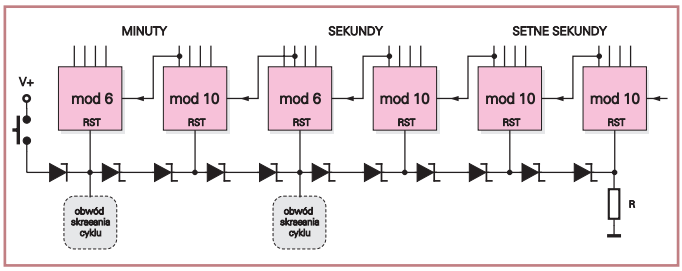
Osobiście uważam, że zastosowanie pamięci do zapisywania wyników wszystkich zawodników nie jest konieczne – chodzi mi o obawy, że coś się pomiesza z kolejnością i uczniowi zostanie wstawiona ocena za wynik kolegi. Lepiej zastosować prostszy układ i uzyskane czasy od razu zapisywać na papier.

A jeśli już stosować pamięć RAM, to prościej chyba wykorzystać mikroprocesor, a nie rozbudowywać układ.

Dwaj koledzy: **Roman Sendela** z Zawiercia i **Oswald Sikorski** z Oświęcimia we wspólnej pracy zaproponowali rozbudowany system zawierający cztery niezależne liczniki dla czterech zawodników na bieżni. Rozwiązanie ciekawe, ale zbyt rozbudowane i nie mające szans na realizację. Między innymi trzeba budować na mecie swego rodzaju bramkę, bo wiązka podczerwieni przebiegałaby pionowo. Niemniej jednak dwaj wymienieni koledzy otrzymają symbolicz-



Rys. 1. Skracanie cyklu licznika



Rys. 2. „Zerowanie łańcuchowe"

ne upominki, nie tyle za projekt, co za harmonijną współpracę rozpoczętą – jak piszą – dzięki EdW (i to przy różnicy wieku 28 lat).

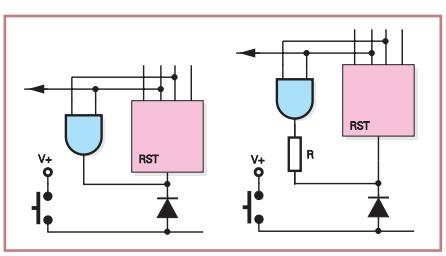
Błędy

A teraz parę słów o głównych błędach znalezionych w poszczególnych pracach.

Niektórzy koledzy zapomnieli, że minuta ma 60 sekund i ich liczniki zliczają nie do 60 tylko do 100! Fatalna wpadka, kochani!

Inni skrócili cykl pracy licznika do 60, ale obwody skracania są nietypowe i budzi wątpliwość ich przydatność.

Najprostszy obwód skracania cyklu pracy licznika 4518 (i podobnych) do sześciu (0...5) pokazany jest na **rysunku 1a**. W momencie, gdy w liczniku pojawia się liczba 6 (dwójkowo 110), rośnie napięcie na wejściu RST i licznik jest zerowany, rozpoczynając liczenie od początku. Podobnie jest w układzie z **rysunku 1b**. Wszystko byłoby dobrze, tylko trzeba pamiętać, iż na wejściu zerującym stan wysoki pojawia się tylko na krótko, najwyżej na kilkadziesiąt nanosekund. W układzie z rysunku 1b może się okazać, że tak wąska szpilka nie zapewni prawidłowej pracy następnego licznika, na którego wejście jest podana. To jest ciekawe zagadnienie, ponieważ ktoś może myśleć, że przechytrzył „klasyków", którzy podają na wejście następnego licznika sygnał z wyjścia C poprzedniego licznika. Jest to pokazane na **rysunku 1c**. To „przechytrzenie" miałoby polegać na wykorzystaniu wejścia CL, które jak wiadomo reaguje na narastające zbocze sygnału. W przypadku krótkiej szpilki praktycznie nie miałoby znaczenia, przy którym zboczu licznik zmienia swój stan. W „klasycznym" układzie z rysunku 1c następny licznik zlicza ujemne (opadające) zbocza i konieczne jest wykorzystanie wejścia EN(able), a nie wejścia zegarowego CL. Nie zalecam ryzykownego sposobu z rysunku 1b, bo przy znacznym rozrzucie parametrów poszczególnych liczników, układ może nie pracować. Zalecam sposób klasyczny. Mało tego! W literaturze spotyka się ostrzeżenia, że układ prostego zerowania z diodami (rysunek 1a) lub bramką (rysunek 1c) może być ryzykowny, bo impulsy zerujące są bardzo krótkie i istnieje ryzyko, że nie wszystkie przerzutniki zawarte w liczniku zostaną wyzerowane. Takie ostrzeżenia warto znać i wiedzieć o co chodzi, jednak w praktyce sposoby z rysunków 1a i 1c są często stosowane w praktyce i nie trzeba się ich bać.



Rys. 3. Unikanie przeciążenia wyjść

Jeszcze jeden przykład dotyczący zerowania. Jeden z kolegów wykombinował złożony układ skracania cyklu poszczególnych liczników i zerowania wszystkich liczników, mniej więcej według **rysunku 2**. Po naciśnięciu przycisku wszystkie liczniki zostaną wyzerowane. Idea w zasadzie słuszna, bo zerowanie „starszego" licznika na pewno oznacza też zerowanie wszystkich „młodszych" liczników, a ponadto kolega pomyślał o zastosowaniu diod Schottky ego. To czego się czepiam? Takie „łańcuchowe zerowanie" z szeregiem diod to sposób bardzo nieelegancki. Może przy odpowiednio dużym napięciu zasilającym układ będzie działał, ale po obniżeniu napięcia zasilania odmówi posłuszeństwa. Zwróćcie uwagę, by funkcjonowanie waszych urządzeń cyfrowych nie było zależne od wartości napięcia zasilającego. To nie jest może duży błąd, ale nie przyzwyczajajcie się do „partyzantki".

Prawie połowa kolegów do uzyskania sygnału o okresie 0,01 sekundy użyła kostki 4060 z kwarcem 3,2768MHz i dodatkowego dzielnika w postaci przerzutnika (4013 lub 4027). Inni chcą wykorzystać gotowy generator 1MHz i podzielić jego częstotliwość przez 10000 w dwóch kostkach 4518. Też dobry sposób. Niektórzy zaproponowali skomplikowane sposoby podziału, czasem z wykorzystaniem egzotycznych układów scalonych.

Jeśli chodzi o niedoróbki w układzie licznika, to muszę jeszcze wspomnieć o sterowaniu wyświetlaczy LCD. Jak wiadomo, dla uzyskania trwałości, przebiegi sterujące nie mogą zawierać składowej stałej. Osiąga się to przez zastosowanie przebiegu taktującego (BACKPLANE w wyświetlaczu i PHASE w dekoderze 4543) o wypełnieniu dokładnie 50%. Część kolegów nawet o tym nie pomyślała, a szkoda.

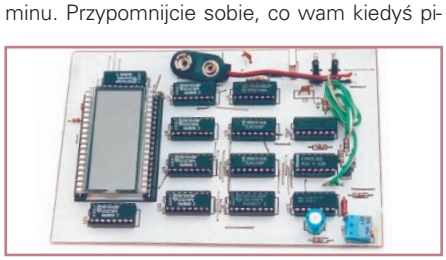
W kilku układach zastosowaliście obwody multipleksowania (zapis do pamięci RAM i odczyt sekund na 4-cyfrowym wyświetlaczu). Niektóre z zaproponowanych rozwiązań były bardzo „kulawe". Poważną wpadkę miał tu jeden z głównych laureatów dzisiejszego konkursu Mariusz Nowak, który rozwiązał problem multipleksowania wyświetlacza LCD, sterując je z dwóch dekoderów 4543 za pomocą sieci diod. Układ wprawdzie jako tako działa, choć dwie ostatnie cyfry są słabiej widoczne i na wyświetlacz podawane jest w pewnych warunkach szkodliwe napięcie stałe.

Takich wpadek było więcej. Jeden kolego wpadł na genialny pomysł: chciał by dwa liczniki CMOS pracowały na wspólny dekoder i żeby sobie nie przeszkadzały, po prostu chce odłączać zasilanie jednego z nich. Kochani! Taki kardynalny błąd woła o pomstę do nieba! Sami odpowiedzcie, dlaczego sposób ten nie zda egzaminu. Przypomnijcie sobie, co wam kiedyś pisałem na temat diod zabezpieczających na wejściu i wyjściu układów CMOS. A tak w ogóle, to nie wolno łączyć ze sobą wyjść układów CMOS. Mamy jednak dwa wyjątki:

– gdy to są wyjścia trójstanowe (tristate)
– gdy są to wyjścia bramek z tej samej kostki i łączymy bramki dla zwiększenia wydajności prądowej wyjść.

Ta sprawa zwierania wyjść i podawania na wyjścia „żywego plusa zasilania" albo masy powraca jak bumerang. Kochani, wszyscy wiemy, że przy zwarciu wejść ze sobą lub do szyn zasilających, układ CMOS nie ulegnie uszkodzeniu. Ale nie uczcie się wspomnianej już „partyzantki" i nie stwarzajcie takich sytuacji. Niedługo będziecie prawdziwymi konstruktorami i wtedy wielkim wstydem byłoby zaproponować rozwiązanie podobne do tego z **rysunku 3a**. To też kwiatek z jednej z prac. Stanowczo unikajcie takich wpadek – przecież wystarczy jeden rezystor, by doprowadzić układ do kultury – tak jak na **rysunku 3b**.

Nagminnym błędem popełnianym nie tylko przy okazji tego zadania jest bezmyślne wykorzystywanie odbiornika podczerwieni typu TFMS5360. Ten bardzo pożyteczny układ był wyczerpująco opisany w EdW 1/98, a mimo wszystko uczestnicy konkursu ogłoszonego w tymże wydaniu nie pofatygowali się, by przeanalizować podane informacje dotyczące nadajników i odbiorników podczerwieni. Nie doszło do ich świadomości, że w torze podczerwieni powinien być wykorzystany generator dający paczki impulsów. Częstotliwość impulsów powinna wynosić 36kHz (dla odbiornika TFMS5360), natomiast częstotliwość powtarzania paczek będzie znacznie mniejsza, rzędu 100...200Hz. Kto nie rozumie dokładnie działania kostki TFMS5360, nie powinien jej stosować.



Fot. 1. Układ Mariusza Nowaka

Podsumowanie

Na **fotografii 1** można zobaczyć model licznika autorstwa **Mariusza Nowaka** z Gacek. Układ pracuje, jednak wpadka z „multipleksowaniem" sygnału z dwóch dekoderów nie pozwala mi podać schematu. Oczywiście Mariusz za wkład pracy i w sumie dobre rozwiązanie otrzymuje nagrodę.

Spośród innych uczestników nagrody otrzyma jeszcze kilku kolegów. **Marian Jarek** za jak zwykle ciekawe pomysły i **Marcin Wiązania** za opracowany przez siebie schemat licznika z 4-cyfrowym wyświetlaczem i odczytem sekund po przyciśnięciu przycisku. Otrzymają oni cenne książki. Nagrody otrzymają także **Arkadiusz Druciarek** ze Skoków oraz **Jacek Gajewski** z Grudziądza. Natomiast drobne upominki otrzymają **Roman Sendela** z Zawiercia wraz z **Oswaldem Sikorskim** z Oświęcimia, oraz **Arkadiusz Prus** ze Świdnika (za gruntowną analizę) i **Tomasz Sapletta** z Donimierza, **Leszek Pietrukaniec** z Gdyni. Sądząc z opisu układu nagrodę otrzymałby także **Paweł Fecko** z Nowego Sącza, ale schemat z dyskietki nie dał się odczytać i Paweł otrzyma tylko drobny upominek. Oprócz kolegów wymienionych już w artykule, chciałbym podać nazwiska osób, w których pracach też dopatrzyłem się ciekawych pomysłów. Są to: **Jarosław Dziura** z Katowic, **Jacek i Damian Wyrwoł** z Bytomia, **Jarosław Tarnawa** z Godziszki, **Jarosław Kempa** z Tokarzewa i **Jarosław Balew** z Turka.

Na koniec kilka słów o terminach nadsyłania prac.

Umówmy się w ten sposób: oficjalnie termin wysłania prac będzie wynosił półtora miesiąca od ukazania się EdW, a ja będę czekał 2,5 miesiąca na dotarcie waszych prac do Redakcji.

Wasz Instruktor
Piotr Górecki

część 5

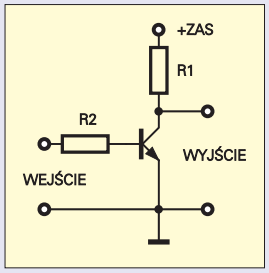
Tranzystory dla początkujących

Przed miesiącem dowiedziałeś się, jak tranzystor wzmacnia napięcie. Tematem wzmacniania sygnałów zmiennych zajmiemy się dokładniej w przyszłości, a dziś podam ci trochę informacji na temat pracy tranzystora w roli przełącznika oraz w innych oryginalnych zastosowaniach.

Tranzystor jako przełącznik

Może wyobrażasz sobie, że tranzystory służą jedynie do wzmacniania napięć zmiennych, na przykład przebiegów audio. Tak nie jest. Tranzystory wykorzystuje się w różny sposób, często jako przełączniki.

Tu sprawa jest prosta: Najprostszy przełącznik to po prostu układ z **rysunku 34**. Gdy napięcie na wejściu jest równe zeru, tranzystor nie przewodzi – jest zatkany, i na wyjściu (na kolektorze) występuje pełne napięcie zasilające. Po podaniu na wejście napięcia dodatniego (zgodnie z rysunkiem 31, większego od 0,6V) tranzystor otwiera się i napięcie na kolektorze spada niemal do zera. W takim zastosowaniu tranzystor pełni rolę układu logicznego zwanego negatorem. Podanie na wejście stanu wysokiego (napięcia) spowoduje pojawienie się na wyjściu stanu niskiego (brak napięcia), i na odwrót. Bardzo często stosujemy tranzystor w takiej roli w układzie zawierającym scalone układy logiczne.



Rys. 34.

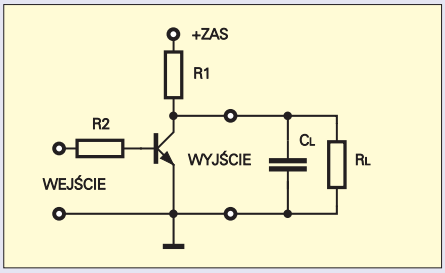
Jak zapewne wiesz, układy logiczne rodziny CMOS w stanie spoczynku nie pobierają prądu ze źródła zasilania. Niestety, negator z rysunku 34 pobiera prąd, gdy tranzystor jest otwarty. Żeby zmniejszyć pobór prądu można zwiększyć rezystancję obciążenia R1. Przy napięciu 10V i rezystancji R1 równej 10MΩ pobór prądu wyniesie tylko 1µA. Stop! Tu tkwi pułapka.

Stosując układy cyfrowe zwracamy uwagę nie tylko na pobór prądu, ale i na szybkość. Tymczasem zwiększając w tranzystorowym negatorze rezystancję R1, możesz katastrofalnie zmniejszyć jego szybkość, a niekiedy zupełnie uniemożliwić jego działanie. Nie zapomnij, że do wyjścia takiego negatora dołączone są inne obwody. Takie obwody przedstawiają sobą jakąś pojemność (choćby pojemności montażowe między ścieżkami) i jakąś rezystancję – zaznaczyłem ci to na **rysunku 35** jako C_L i R_L. Nawet gdyby rezystancja R_L była ogromnie wielka (np. rezystancja wejściowa układów cyfrowych CMOS), to i tak przy wyłączaniu tranzystora prąd do naładowania pojemności C_L popłynie przez rezystor R1. Ile czasu trzeba, by naładować tę pojemność? Szacunkowo będzie to czas t = R1 × C, czyli

t = 10MΩ * 50pF = 500µs = 0,5ms

Pół milisekundy to dla układów logicznych wieczność. W takiej sytuacji twój negator mógłby pracować przy sygnałach o częstotliwości co najwyżej 1...2kHz!

Żeby umożliwić pracę przy większych częstotliwościach musisz koniecznie zmniejszyć rezystancję R1, a to zwiększy pobór prądu – nie ma wyjścia. Zauważ jednak, że taka niesprzyjająca sytuacja ma miejsce tylko przy wyłączaniu tranzystora, gdy pojemność C_L ładuje się przez rezystor R1. Przy otwieraniu tranzystora zmiany następują szybciej, bo przez tran-

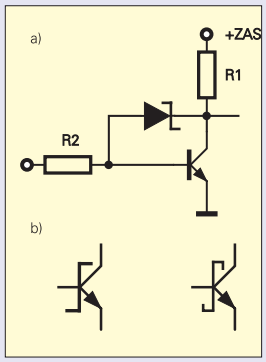


Rys. 35.

zystor mogą płynąć większe prądy (byleby tylko nie umieścił zbyt dużej rezystancji R2 w obwodzie bazy). **Rysunek 36** pokazuje przebieg zmian napięcia na wejściu i wyjściu tranzystora z rysunku 35. Myślę, że już zrozumiałeś sprawę szybkości narastania napięcia na wyjściu.

Przy okazji chciałem ci zwrócić uwagę na zależność między napięciem bazy, a napięciem kolektora. Jak się dowiedziałeś, napięcie na bazie przewodzącego tranzystora wynosi 0,5...0,7V. Teraz wyszło na jaw, że napięcie na kolektorze (w stanie nasycenia) może mieć wartość rzędu kilku czy kilkunastu miliwoltów, czyli... **napięcie na kolektorze może być mniejsze niż napięcie na bazie**.

To nie jest jakaś superważna sprawa, ale już teraz mogę ci powiedzieć, że wejście w głębokie nasycenie co prawda minimalnie (o jakieś drobne miliwolty) zmniejsza napięcie kolektora, ale opóźnia potem proces przełączania od nasycenia do stanu zatkania. Ma to znaczenie w układach logicznych, gdzie chodzi o uzyskanie jak najkrótszych czasów przełączania, rzędu pojedynczych nanosekund (1ns = 0,000000001s). Wyobraź sobie, że wymyślono prosty sposób na zmniejszenie czasu wychodzenia tranzystora ze stanu nasycenia. Sposób ten jest powszechnie stosowany w rodzinach bipolarnych scalonych układów logicznych cyfrowych (rodziny 74S, 74LS, 74ALS, 74FAST). Sposób ten, pokazany na **rysunku 37a** polega na włączeniu diody Schottky'ego między bazę i kolektor tranzystora. Jeśli jeszcze nie wiesz – dioda Schottky'ego to taka specjalna dioda (krzemowa), która ma napięcie przewodzenia rzędu 350...400mV, czyli znacznie niższe, niż typowe diody krzemowe (500...700mV). W stanie odcięcia napięcie na kolektorze jest równe napięciu zasilającemu, dioda ta jest spolaryzowana zaporowo, i nie ma wpływu na pracę układu. Gdy pojawi się prąd bazy, napięcie na kolektorze chce spaść niemal do zera. Ale wtedy zaczyna przewodzić dioda Schottky'ego i zabiera część prądu bazy. W efekcie zmniejsza się prąd bazy i tranzystor nie może wejść w stan nasycenia. Nie pozwala mu dioda, która przejmuje część prądu bazy. Tranzystor z taką dodatkową diodą (koniecznie Schottky'ego) nazywany jest czasem tranzystorem Schottky'ego i oznaczany (zwłaszcza w katalogach układów cyfrowych 74S, 74LS) jak na **rysunku 37b**. Oczywiście włączenie zwykłej diody nic tu nie pomoże.



Rys. 37.

Dlaczego ci to tak dokładnie tłumaczę? W praktyce w swoich układach nigdy nie będziesz włączał diody według rysunku 37a. Natomiast będziesz stosował tranzystory w połączeniu z **rysunku 38a**, gdzie włączenie (otwarcie do stanu nasycenia) tranzystora T1 na pewno zatka otwarty wcześniej (dzięki rezystorowi R1) tranzystor T2. Przy okazji zastanów się nad napięciem na kolektorze T1. W stanie zatkania tranzystora T1 napięcie na jego kolektorze będzie równe... **około 0,6...0,7V** – napięcie to będzie przecież napięciem bazy T2, który będzie otwarty (nasycony). Gdy tranzystor T1 zostanie otwarty (nasycony), przejmie cały prąd płynący dotychczas do bazy T2, i tranzystor T2 zostanie zatkany.

Pamiętaj, że w takim układzie, napięcie kolektora T1 zmienia się w zakresie od zera do 0,6...0,7V, a nie od zera do pełnego napięcia zasilającego. To niby prosta sprawa, ale zapomina o tym wielu początkujących i potem inny obwód, współpracujący z takim tranzystorem nie chce działać.

Co zrobić, by napięcie na kolektorze (które będzie wykorzystywane przez inne układy) zmieniało się w zakresie od zera do (prawie) napięcia zasilającego? Zazwyczaj wystarczy dodać rezystor, jak na rysunku 38b. Zauważ, że rezystory R1, R4 i złącze baza-emiter T2 przy zatkaniu T1 tworzą dzielnik napięcia. Jaki powinien być stosunek rezystancji R1 do R4, by uzyskać możliwie duże napięcie na kolektorze? Oczywiście R4 powinien mieć możliwie dużą rezystancję, ale nie za dużą, by prąd przez niego płynący wprowadził tranzystor T2 w stan nasycenia.

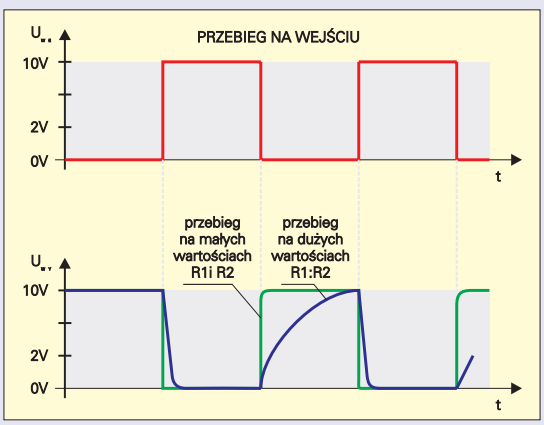
Teraz ćwiczenie. Oblicz napięcia w punktach zaznaczonych w układzie z **rysunku 39** (punkty A i B) przy napięciach na wejściu równych 0 oraz +10V, zakładając, że napięcia baza-emiter tranzystorów wynoszą 0,6V. Odpowiedź znajdziesz na końcu artykułu. Dobrze ci radzę, nie lekceważ ćwiczeń: przeprowadź obliczenia i dopiero wtedy sprawdź odpowiedź. I raz na zawsze zapamiętaj, że napięcie na kolektorze w stanie zatkania zależy od obwodóppw dołączonych do kolektora i wcale nie musi być równe napięciu zasilającemu.

Idziemy dalej.

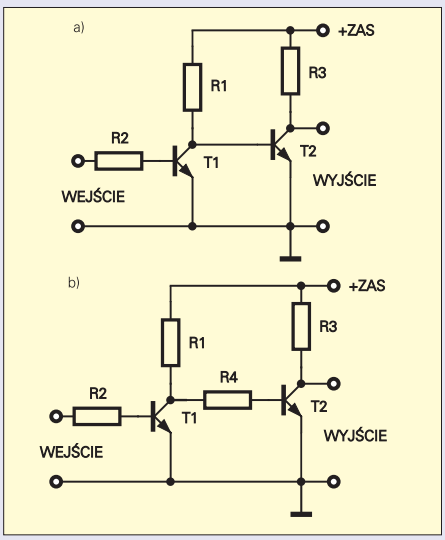
Przy projektowaniu nietypowych układów przełączających, być może zechcesz zastosować sposób pokazany na **rysunku 40a**. Jeśli w roli diody D1 zastosujesz diodę Schottky'ego, nie ma żadnego problemu: w stanie zatkania tranzystora T1, napięcie na jego kolektorze jest równe napięciu zasilającemu, dioda jest spolaryzowana zaporowo, nie płynie przez nią prąd i tranzystor T2, dzięki rezystorowi R3 jest nasycony. Gdy tranzystor T1 będzie nasycony, przejmie prąd, który wcześniej płynął do bazy T2. Napięcie na bazie T2 będzie równe sumie napięcia nasycenia T1 (nie większe niż 100mV) i napięcia przewodzenia diody Schottky ego (do 400mV) czyli nie przekroczy 0,5V. Przy takim napięciu bazy tranzystor T2 na pewno będzie zatkany.

A gdybyś zastosował zwykłą diodę, jak na rysunku 40b? Tu sprawa nie jest prosta! Napięcie przewodzenia diody i złącza baza-emiter T2 są zbliżone. Wręcz nie sposób obliczyć, czy ze zwykłą diodą uda ci się zatkać tranzystor T2. Jak już wiesz, prąd bazy i kolektora ogromnie zmienia się przy niewielkich zmianach napięcia bazy. Wystarczy kilka miliwoltów, by radykalnie zmienić sytuację. Omawialiśmy to przed miesiącem.

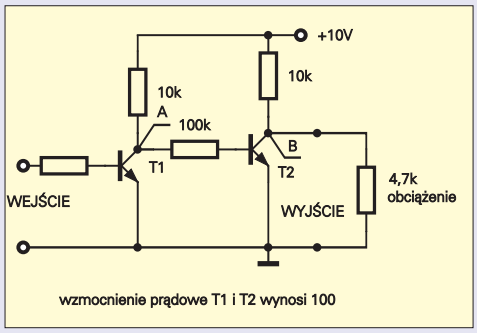
Czy potrafisz przewidzieć stan tranzystora T2? Nie. Przede wszystkim nie znasz dokładnej wartości napięć: nasycenia tranzystora T1, napięcia przewodzenia diody D1 i napięcia U_{BE} tranzystora T2. Nawet gdybyś je zmierzył lub zbudował układ i stwierdził, że jednak tranzystor T2 zatyka się po otwarciu T1, to czy przy zmianach temperatury układ też będzie



Rys. 36.



Rys. 38.



Rys. 39.

działał poprawnie? Zwłaszcza wtedy, gdy tranzystor T2 ogrzeje się pod wpływem przepływającego przezeń prądu? Pamiętasz, że temperatura znacznie wpływa na napięcie przewodzenia diody i złącza B-E.

Właśnie ze względu na słabą stabilność parametrów nie polecam ci układu z rysunku 40b, nawet gdyby po złożeniu działał poprawnie. Nie masz gwarancji, że przy zmianach temperatury, albo po wymianie elementów nadal będzie pracował bez zarzutu.

Znów powróciliśmy do jakże ważnej sprawy praktycznej: stabilności parametrów. Choć tranzystor z natury nie jest „zwierzęciem" zbyt stabilnym, jednak przy odrobinie sprytu można tę stabilność radykalnie poprawić. To szeroki temat, dziś nie będziemy się w to wgłębiać, na koniec pokażę ci tylko jeden interesujący przykład, gdzie potrafimy wyeliminować zależność od temperatury.

Lustro prądowe

Na **rysunku 41** znajdziesz schemat najprostszego lustra prądowego. Na pierwszy rzut oka układ wygląda to co najmniej dziwnie. Ale nie jest to żadne oszustwo – takie układy są wykorzystywane w praktyce znacznie częściej, niż przypuszczasz. Na pewno polubisz ten układ i będziesz go czasem stosował w swoich konstrukcjach.

Jak on działa? Ty decydujesz, jaką wartość ma mieć prąd I_1. Niejako wpuszczasz ten prąd w układ. Co się dzieje dalej?

Przyjmując, że tranzystory są identyczne i mają wzmocnienie równe 500, podaj wartości prądów zaznaczonych na rysunku 41 znakami zapytania (I_{C1}, I_{B1}, I_{B2}, I_2). Spróbuj to obliczyć zanim zaczniesz czytać dalszą część artykułu.

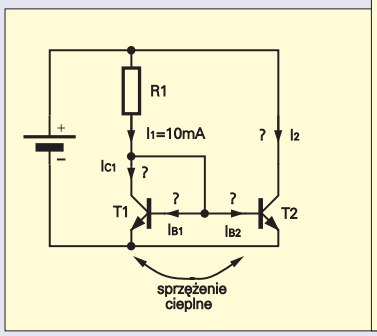
I co? Zaplątałeś się? Wydaje ci się, że cały prąd popłynie przez obwód baza-emiter tranzystora T1? A może jesteś przerażony, że zwarłem do plusa zasilania kolektor T2? Spokojnie!

W obwodzie baza-emiter T1 płynie tylko mały prąd, wynoszący mniej więcej 1/500 prądu I_1 (dokładnie 1/500 prądu kolektora T1). W punkcie A występuje jakieś napięcie U_{BE} w zakresie 0,5...0,7V. Dokładna wartość tego napięcia zupełnie nas nie interesuje, będzie się ona zresztą zmieniać z temperaturą. Ważne jest coś innego: tranzystory są identyczne, i **na ich bazach występuje to samo napięcie**. Jeśli są identyczne, to... oczywiście prądy kolektorów też będą identyczne. Czyli prąd I_2 będzie równy prądowi I_{C1}. Czy prąd I_2 jest równy prądowi I_1?

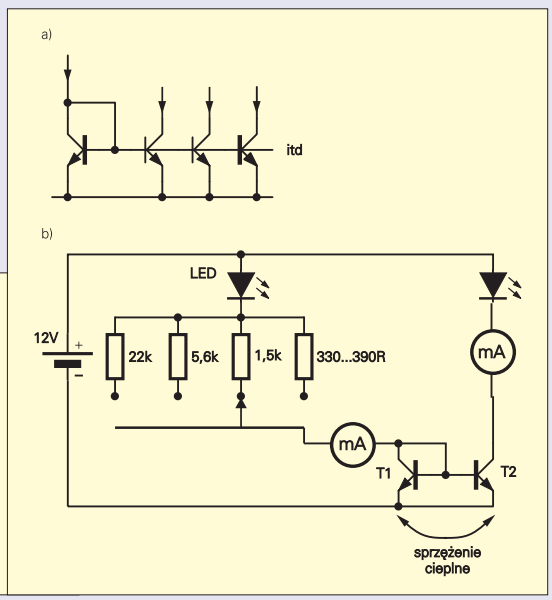
Niezupełnie, ściśle biorąc jest mniejszy o „dwa prądy bazy", czyli mniej więcej 1/250 prądu IC1. Wynosi więc około 99,6% prądu I_1 (teoretycznie 99,601594%). W praktyce te 0,4% możemy pominąć i śmiało przyjąć, że prąd I1 jest równy prądowi I2.

To właśnie jest układ lustra prądowego – wpuszczamy jakiś prąd I_1, i w drugiej gałęzi płynie prąd I_2 o takiej samej wartości. Warunkiem poprawnego działania jest nie tyle zastosowanie identycznych tranzystorów, co raczej zapewnienie dobrego sprzężenia cieplnego, by oba tranzystory miały jednakową temperaturę. Najprościej jest zrealizować je w układzie scalonym, ale ty możesz po prostu umieścić oba tranzystory blisko siebie i zacisnąć na tej parze koszulkę termokurczliwą.

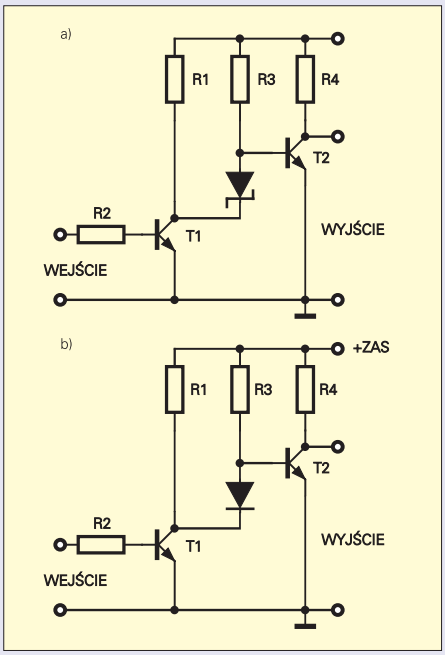
W schematach wewnętrznych układów scalonych wzmacniaczy spotkasz obwody jak na **rysunku 42a**. W praktyce spotkasz (i wykorzystasz) układ z rysunku 41. W ramach ćwiczeń praktycznych zbuduj układ z rysunku 41b i zmierz prądy, stosując różne tranzystory i podgrzewając je suszarką do włosów. Spróbuj użyć tranzystorów różnego typu, w tym także tranzystorów mocy i kombinacji tranzystora dużej mocy z tranzystorem małej mocy. Przekonaj się sam, iż jeśli tranzystory będą mieć tę samą temperaturę, uzyskasz proporcjonalność obu prądów (właśnie proporcjonalność, a nie równość ze względu na gęstość prądu w złączach) w szerokim zakresie zmian prądu.



Rys. 41.



Rys. 42.



Rys. 40.

Omawiany układ lustra prądowego nie jest może najważniejszy w naszym zgłębianiu tajemnic tranzystora, ale chciałem ci pokazać między innymi, że choć tranzystory są dość kapryśne i nie sposób dokładnie określić napięcia U_{BE}, (bo zależy ono i od prądu bazy i od zmian temperatury), to przy odrobinie sprytu można się od tych zmian uniezależnić, a nawet je w ciekawy sposób wykorzystać.

W przyszłym miesiącu zapoznam cię z kolejnymi podstawowymi parametrami tranzystora, a dopiero później omówimy kilka praktycznych układów tranzystora jako wzmacniacza sygnałów zmiennych.

Piotr Górecki

Odpowiedzi (do rys. 39)

1. Napięcie wejściowe równe zeru: T1 - zatkany, T2 - nasycony. W punkcie A: 1,45V. W punkcie B: kilkadziesiąt mV (napięcie nasycenia T2).

2. Napięcie wejściowe równe +10V: T1 - nasycony, T2 - zatkany. W punkcie A: kilkadziesiąt mV (napięcie nasycenia T1). W punkcie B: 3,197V.

Pierwsze kroki w cyfrówce

część 14

W poprzednich odcinkach cyklu zapozanałeś się z prerzutnikami. W tym odcinku zapoznasz się bliżej z rejestrem i poznasz niebezpieczeństwa związane z sygnałem zegarowym

Rejestr przesuwny

Teraz już nie będziesz miał wątpliwości, jak działa rejestr przesuwny. Nie bój się tej nazwy. W sumie każdy rejestr przesuwny działa na tej samej prostej zasadzie, a poszczególne układy scalone zawierające rejestry różnią się liczbą wejść, wyjść oraz pewnymi dodatkami. O tym porozmawiamy później. Teraz podstawy.

Rejestr przesuwny otrzymamy łącząc kilka przerzutników D w układzie z **rysunku 97**. To wszystko!

Czy masz jakiekolwiek wątpliwości, jak pracuje rejestr? Mam nadzieję, że nie.

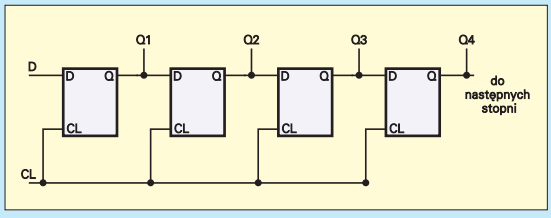
Znów można powiedzieć, że prawidłowa praca rejestru związana jest z opóźnieniami, które omawialiśmy przed chwilą. Gdy na wszystkich wejściach zegarowych w jednej chwili pojawia się aktywne (ostre) zbocze, wtedy do każdego przerzutnika rejestru wpisywany jest stan wyjścia poprzedniego przerzutnika (a do pierwszego – stan panujący aktualnie na jego wejściu D). Jeśli w przerzutnikach nie byłoby żadnego opóźnienia sygnału, to nie wiadomo, jak zachowałby się taki rejestr – być może informacja z wejścia A podczas jednego jedynego zbocza zegara zdążyłaby „przelecieć" przez cały rejestr. Dzięki opóźnieniu sygnału (o te nasze nanosekundy pokazane na rysunku 96b) podczas jednego taktu zegara informacja jest przenoszona tylko „o jeden stopień", czyli do następnego przerzutnika. Generalna zasada jest więc podobna jak w układzie przerzutnika T z rysunku 96a.

Nie masz chyba wątpliwości, że informacja z wejścia rejestru jest pod wpływem impulsów zegarowych przesuwana przez kolejne komórki, czy stopnie tego rejestru, pojawiając się na kolejnych wyjściach rejestru oznaczonych Q1, Q2, Q3, itd. (albo O1, O2, O3...). Zauważ jeszcze, iż informacja z ostatniego rejestru jest podczas każdego taktu po prostu tracona. Czasami tworzymy pętlę między wyjściem a wejściem rejestru, i informacja w postaci pewnej sekwencji stanów logicznych krąży sobie w takim pierścieniu.

Choć w amatorskiej praktyce rejestry nie są używane tak często, jak na przykład liczniki, to jednak powinieneś dokładnie poznać ich działanie. Zajmiemy się tym w jednym z następnych odcinków.

A teraz mam pytanie: czy z przerzutników JK też można zbudować rejestr?

Pomyśl uważnie. Sam spróbuj narysować stosowny układ.



Rys. 97

Wymagania dotyczące sygnału zegarowego

Rysunek 96b wyjaśnia też inną sprawę. Do tej pory podawałem ci bez uzasadnienia, że sygnał zegarowy przerzutników, liczników i rejestrów powinien mieć bardzo strome zbocza. Kiedyś przy okazji omawiania bramek dowiedziałeś się, że przy zbyt wolnych zmianach bramka, która w istocie jest wzmacniaczem, może się wzbudzić i na wyjściu powstaną pasożytnicze drgania. Tym razem nie o to chodzi. W takim razie o co? Co się stanie, jeśli aktywne zbocze sygnału zegarowego będzie trwało długo, dłużej niż czas opóźnienia przerzutnika?

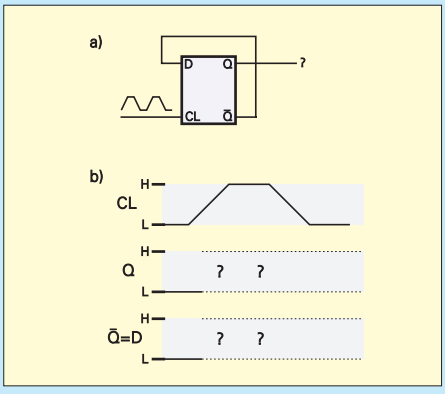
Taka sytuacja przedstawiona jest na **rysunku 98**.

No właśnie! Zazwyczaj nie znamy szczegółów wewnętrznej budowy przerzutnika (i nie potrzebujemy znać), a tym samym nie potrafimy precyzyjnie określić, co będzie się dziać w jego wnętrzu przy zbyt łagodnych zboczach. Ale już jeden rzut oka nasuwa wniosek, że jeśli w czasie trwania zbocza przerzutnik D zachowywałby się jak latch, czyli byłby przezroczysty, to z przerzutnika otrzymamy generator. Ten „generator" będzie uruchamiany tylko na czas trwania zbyt łagodnych zboczy sygnału zegarowego. W każdym razie nie będziemy w stanie przewidzieć, jaki stan pojawiłby się na wyjściu po takim zbyt łagodnym zboczu zegarowym.

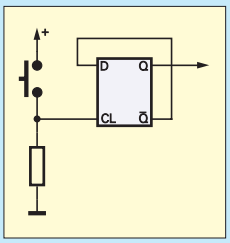
Ale przerzutnik podczas obecności aktywnego zbocza wcale nie musi zachowywać się jak latch, czyli być przez chwilę przezroczysty. Może zachowywać się inaczej, na przykład wpisywać dane z wejścia na wyjście jednorazowo, w momencie gdy sygnał na wejściu zegarowym osiągnie określone napięcie. Przy takim jednorazowym wpisywaniu nie trzeba się obawiać, że przerzutnik zamieni się na chwilę w generator.

Nie zmienia to jednak wymagania, że zbocza na wejściu zegarowym zawsze powinny być ostre!

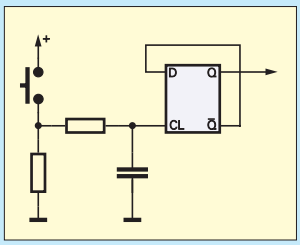
I tu przechodzimy do najczystszej praktyki. Wielu uczestników Szkoły Konstruktorów oraz kandydatów na autorów, którzy przysyłają do Redakcji swoje pomysły, zapomina często o tym jakże ważnym wymaganiu na stromość zboczy sygnału zegarowego. Niektórzy chcą sterować pracą dwójki liczącej, pracującej w charakterze wyłącznika załącz/wyłącz za pomocą obwodu z przyciskiem, pokazanego na **rysunku 99**. To jest oczywiście bez sensu, przede wszystkim ze względu na drgania styków – wskutek drgań zmia-



Rys. 98



Rys. 99



Rys. 100

na stanu wystąpi od kilku do kilkudziesięciu razy po jednorazowym uruchomieniu przycisku. Inni wiedząc o tych drganiach, „przezornie" dodają obwód RC likwidujący te drgania. Oczywiście popełniają błąd, podając na wejście zegarowe sygnał o bardzo wolnym czasie narastania.

Tu muszę ci powiedzieć w zaufaniu, że choć z punktu widzenia „rasowego" konstruktora połączenia takie jak na **rysunku 100** są nie do przyjęcia, to w niektórych przypadkach taki niepoprawny układ mimo wszystko pracuje poprawnie! Tylko nikomu o tym nie mów!

Czy to znaczy, że powinieneś wypróbować taki układ? Nie radzę! Może się bowiem zdarzyć, że po wymianie kostki na egzemplarz innego producenta, przy zmianie temperatury lub przy zmianie napięcia zasilającego, układ przestanie poprawnie działać. Nie ucz się więc takiej „partyzantki" i od początku trzymaj się zdrowych zasad. Jeśli chcesz sterować przerzutnikiem T za pomocą przycisku, to powinieneś zastosować układ z **rysunku 101** z bramką Schmitta, wyostrzającą zbocza. Może to być na przykład bramka 40106, 4093, układ z dwóch bramek NAND lub NOR, albo możesz przekształcić w bramkę Schmitta jeden z przerzutników kostki 4013 (taki sposób pojawił się już w EdW przynajmniej w trzech moich układach, ostatnio w uniwersalnym przełączniku w EdW 2/98).

Na marginesie podam ci informację, że niektóre liczniki mają wejście fabrycznie wyposażone w układ Schmitta. Nie boją się one łagodnych zboczy. W takim przypadku często na tym wejściu możemy i często stosujemy układ opóźniający RC. O tym porozmawiamy bliżej przy okazji omawiania liczników.

Inne zagrożenia

Zanim rozstaniemy się z przerzutnikami podam ci jeszcze inny przykład zagrożeń. Mamy złożony układ zawierający wiele przerzutników sterowanych wspólnym sygnałem zegarowym. Załóżmy, że użyte przerzutniki mają na wejściu zegarowym układ Schmitta. Wydawałoby się, że wtedy nie ma żadnego zagrożenia i sygnał zegarowy nie musi mieć ostrych zboczy. Przeanalizujmy więc działanie prostego rejestru przesuwnego, jaki pokazałem ci na rysunku 97.

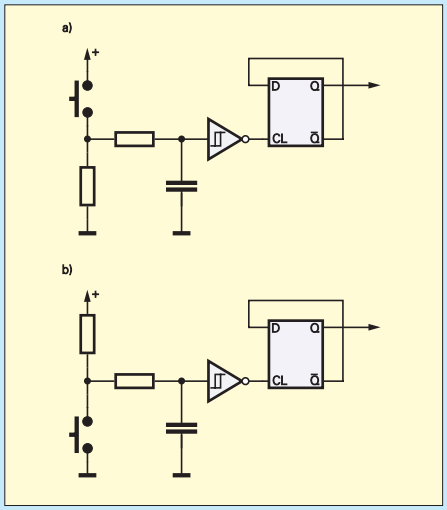
Czy tu mogą wystąpić jakieś nieprzewidziane problemy?

Mogą! Jeśli nawet wejścia zegarowe wyposażone są w układ Schmitta, to musimy pamiętać, że każdy układ logiczny ma pewne progi przełączania, czyli graniczne poziomy napięć, które traktuje jako przejście ze stanu wysokiego do niskiego i takie, które traktuje jako przejście ze stanu niskiego do wysokiego. Może się zdarzyć i naprawdę się zdarza (z powodu niedoskonałości procesu technologicznego i nieuniknionych rozrzutów), że różne przerzutniki mają nieco inne progi przełączania. Nie są to różnice duże, ale na przykład jeden przerzutnik wpisuje na wyjście stan swego wejścia gdy napięcie na wejściu zegarowym wynosi 3,5V, inny, gdy to napięcie wynosi 4,0V, jeszcze inny przy 3,6V, kolejny przy 4,3V.

Na **rysunku 102** pokazałem ci, co się będzie działo w rejestrze przy sygnale zegarowym o małej stromości zboczy, czyli o długim czasie narastania, gdy progi przełączania wejść zegarowych kolejnych przerzutników nie będą jednakowe, tylko takie, jak podałem wyżej. Przypuśćmy, że wcześniej na wyjściach Q1...Q4 występowały stany L, H, L, H, a na wejściu w czasie trwania zbocza utrzymuje się stan wysoki.

Po nadejściu aktywnego zbocza zawartość rejestru powinna przesunąć się o jeden stopień w prawo, a do pierwszego przerzutnika powinien zostać wpisany stan wejścia. Na wyjściach Q1...Q4 powinniśmy otrzymać kolejno: H, L, H, L.

Pamiętamy, że na wejściach zegarowych przerzutników jest układ Schmitta, więc nie grożą nam żadne pasożytnicze drgania z powodu zbyt łagodnych zboczy sygnału zegarowego. Ale rejestr mimo wszystko nie może pracować poprawnie, bo z uwagi na te niby drobne różnice w progowych napięciach przełączania,



Rys. 101

poszczególne przerzutniki będą wpisywać informacje ze swego wejścia na wyjście w różnych momentach. Jeśli różnice w czasach wpisywania są większe niż wspomniane wcześniej nanosekundowe opóźnienia, to rejestr nie ma szans na poprawną pracę.

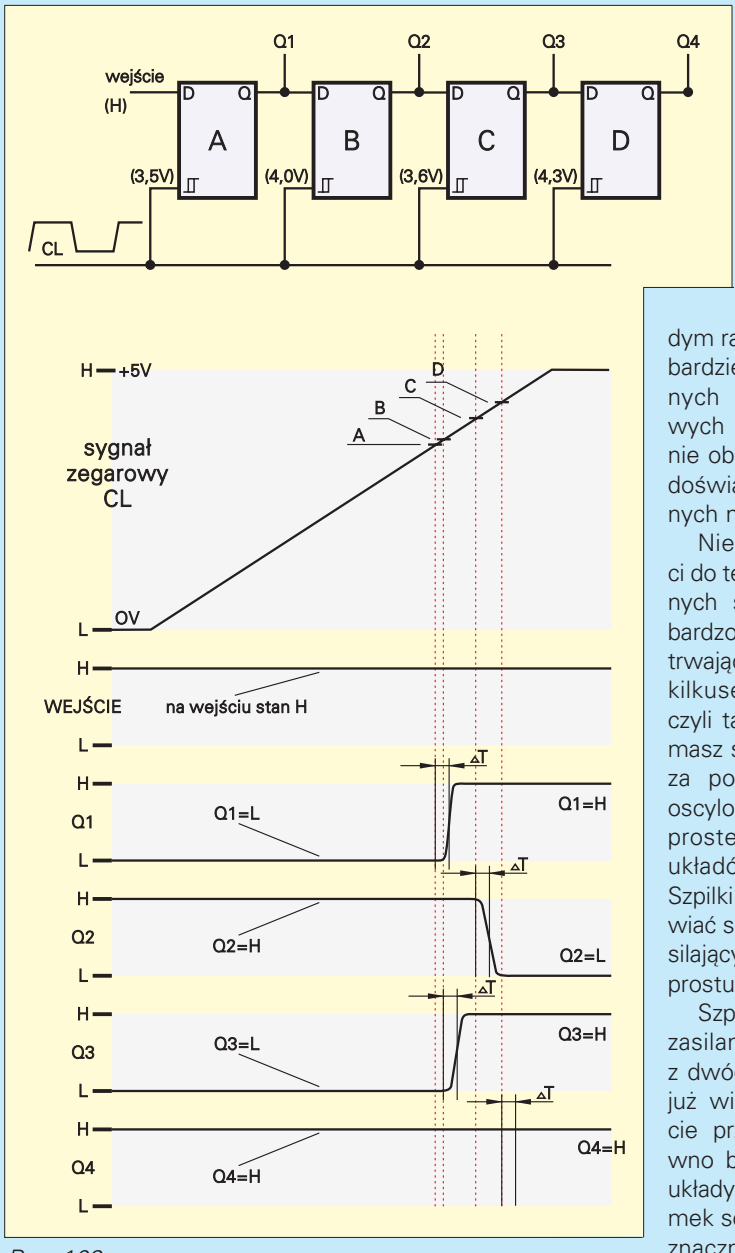
Na rysunku 102b zaznaczono łagodne zbocze sygnału zegarowego, na nim napięcia progowe poszczególnych przerzutników i dodatkowo czerwonymi liniami momenty wpisywania informacji do poszczególnych przerzutników. Dodatkowo zaznaczono czasy opóźnienia T (przyjęto, że są jednakowe dla wszystkich przerzutników, co może nie być prawdą).

Przeanalizuj to dokładnie. Zamiast oczekiwanych stanów H, L, H, L, otrzymamy na wyjściach Q1....Q4 stany H, L, H, H. A co otrzymamy po następnym aktywnym zboczu zegarowym? Spróbuj to określić sam.

Tak się złożyło, że pierwsze trzy stopnie naszego rejestru pracują poprawnie, ale błędnie pracuje czwarty stopień. Zbyt łagodne zbocze zegarowe wpisuje na wyjście Q4 „nowy" stan wyjścia Q3, czyli stan wyjść Q3 i Q4 jest zawsze taki sam.

Może się wydawać, że w tym przykładzie przejaskrawiłem trochę problem rysując tak łagodne zbocze sygnału zegarowego, ale pamiętaj, że w grę wchodzą tu nanosekundy, czyli miliardowe części sekundy. Niebezpieczeństwo zasygnalizowane na rysunku 102 grozi nie tylko w układach z wejściem Schmitta, ale też we wszystkich układach synchronicznych (przerzutnikach, rejestrach i niektórych licznikach). Wbij to sobie do mózgownicy raz na zawsze i zawsze dbaj o strome zbocza sygnałów logicznych zwłaszcza zegarowych. W literaturze mówi się często o hazardach czasowych. Właśnie tu masz przykład takiego hazardu: jeśli masz szczęście i akurat trafisz na układy o jednakowych progach przełączania (lub przypadkowo trafisz właściwą kolejność przerzutników), to układ będzie pracował poprawnie także przy niezbyt ostrych zboczach sygnału zegarowego. Jeśli twojemu koledze, budującemu identyczny układ, szczęście nie dopisze i trafi na przerzutniki o różnych progach przełączania (i ustawi je w nieszczęśliwej kolejności), to będzie „bujał się" z układem i dziwił, dlaczego jego układ zbudowany ze sprawnych elementów nie chce działać, a twój działa. Dojdzie do wniosku, że elektronika to jakaś magia tylko dla wtajemniczonych, i że zdarzają się tu zjawiska niewytłumaczalne. Tak właśnie rodzą się mity, pokutujące od dawna wśród elektroników.

Tymczasem w elektronice naprawdę nie ma nic z magii. Wszystkie zjawiska wynikają z niepodważalnych praw



Rys. 102

i zasad, a tym samym mają swoje logiczne wyjaśnienie. Potrzebna jest tylko rzetelna wiedza.

Właśnie w tym odcinku łykasz taką wiedzę. Jeśli więc przytrafi ci się coś takiego z przerzutnikami, wiedz iż nie masz szans znaleźć przyczyny za pomocą prostego oscyloskopu. Tylko pamiętanie o powyższych rozważaniach pomoże ci znaleźć przyczynę i drogę ratunku, a będzie nią po prostu wyostrzenie zboczy sygnału zegarowego.

Oczywiście nie jestem ci w stanie przedstawić wszystkich tego typu niespodzianek, jakie na ciebie czekają w cyfrówce. Nie omówiliśmy tu do końca sprawy opóźnień. W rejestrach są one błogosławieństwem, ale w wielu układach pracujących przy dużych częstotliwościach są przekleństwem. Nie będę męczył cię tą sprawą, bo rzadko daje ona o sobie znać, jeśli częstotliwości pracy nie są większe niż 1MHz. A ty na razie będziesz miał do czynienia z takimi, niezbyt szybkimi układami. W każdym razie w przypadku bardziej skomplikowanych układów cyfrowych nastaw się, że nie obejdzie się tu bez doświadczeń i (nie)licznych nieudanych prób.

Nie wspomniałem ci do tej pory o tak zwanych szpilkach. Są to bardzo krótkie impulsy, trwające kilkanaście do kilkuset nanosekund, czyli tak krótko, że nie masz szans wykryć ich za pomocą prostego oscyloskopu czy nawet prostego analizatora układów logicznych. Szpilki te mogą pojawiać się na szynach zasilających (tak!) oraz po prostu w układzie.

Szpilki w obwodach zasilania wynikają z dwóch przyczyn. Jak już wiesz, w momencie przełączania, zarówno bramki jak i inne układy przez krótki ułamek sekundy pobierają znaczny prąd. Trzeba pamiętać, że po pierwsze ścieżki płytki drukowanej mają pewną rezystancję. Wspomniane impulsy prądowe wywołują spadek napięcia na tej rezystancji, czyli właśnie szpilki (zmiany napięcia), mogące zakłócić pracę układu.

Po drugie ścieżki mają pewną indukcyjność. Choć indukcyjność ta jest mała, poniżej 1 mikrohenra, to jednak przy bardzo szybkich impulsach prądowych, na indukcyjnościach ścieżek pojawiają się znaczne napięcia samoindukcji.

Jedynym ratunkiem jest tu blokowanie zasilania, czyli dołączenie kilku niewielkich (10...100nF) bezindukcyjnych kondensatorów (zwykle ceramicznych) między szyny zasilające, w pobliżu układów scalonych.

Zjawisko to nie jest szczególnie groźne w stosunkowo powolnych układach CMOS rodziny 4000. W amatorskich konstrukcjach kostki CMOS4000 często pracują bez jakichkolwiek kondensatorów odsprzęgających szyny zasilania i nic złego się nie dzieje. Ale w przypadku najszybszych układów (F, ACT, AC) jest to istotny problem.

Oczywiście inne szpilki też nie pojawiają się bez przyczyny. Przyczyny mogą być różne. Prawie zawsze wynika to z jakiegoś błędu konstruktora (ale zakłócenia indukują się także pod wpływem obcych, zewnętrznych pól elektromagnetycznych).

Trudno wymienić wszystkie możliwe przyczyny, ale skorzystanie ze wskazówek podanych w tym odcinku pozwoli uniknąć większości przykrych niespodzianek.

Wnioski

Aby uniknąć problemów, dmuchaj na zimne i zawsze stosuj kondensatory odsprzęgające zasilanie (ceramiczne lizaczki 100nF); umieść przynajmniej jeden taki kondensator w urządzeniu z kostkami CMOS4000.

Generalnie powinieneś zwracać baczną uwagę na stromość zboczy sygnałów, w szczególności zegarowych. Nie musisz się niczego obawiać, jeśli sygnał (zegarowy) wytwarzany jest przez bramki, przerzutniki czy liczniki, czyli przez inne typowe układy logiczne. Ale wszędzie tam, gdzie mogą zdarzyć się niespodzianki, gdzie sygnały przychodzą z innych źródeł i mogłyby nie mieć krótkich czasów narastania (poniżej jednej mikrosekundy), lepiej przezornie zastosuj wspomnianego „szmita" na wejściu. Wtedy będziesz spał spokojnie, nie obawiając się, że w jakiś skrajnych warunkach pracy układ odmówi posłuszeństwa właśnie ze względu na zbyt łagodne zbocza sygnałów, związane z tym hazardy czasowe oraz możliwość powstania pasożytniczych drgań.

No i co? Czy aby nie przestraszyłem cię i nie zniechęciłem tymi informacjami?

Pociesz się: projektowanie układów cyfrowych i tak jest dużo, dużo łatwiejsze od projektowania układów analogowych, zwłaszcza sprzętu pomiarowego i wyższej klasy układów audio.

W następnym odcinku zajmiemy się licznikami.

Piotr Górecki

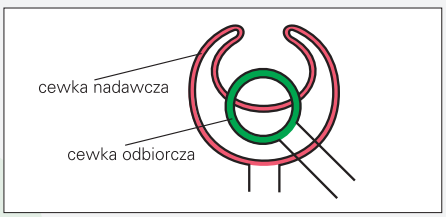
Znakomitym ćwiczeniem w wykorzystaniu omówionych właśnie układów jest próba skonstruowania prostego i funkcjonalnego układu alarmowego: do samochodu, domku czy garażu. Układ powinien pobierać w spoczynku jak najmniej prądu. Ewentualne elektrolity powinny w spoczynku pozostawać pod napięciem. Zachęcam do takich prób!

Wykrywacze metali

Poniższy artykuł przeznaczony jest dla wszystkich, którzy interesują się tematyką poszukiwania skarbów i militariów, w szczególności dla tych, którzy dopiero zaczynają, lub chcieliby zacząć interesować się tą dziedziną. W poprzednim numerze EdW opisano ogólną zasadę działania oraz podano informacje na temat najprostszych wykrywaczy.

Wykrywacze z równoległymi cewkami

Idea sposobu z prostopadłymi cewkami (przedstawiona w poprzednim numerze EdW) jest prosta i oczywista, opiera się bowiem na podstawowych wiadomościach, dostępnych dla każdego ucznia w szkole. Mniej oczywisty jest sposób z cewkami ustawionymi równolegle, w jednej płaszczyźnie. Wydawałoby się, że jeśli dwie cewki będą ustawione jedna nad drugą (lub jedna wewnątrz drugiej), to nie uda się uniknąć wzajemnego sprzężenia. Rysunek 8 pokazuje kształt i wzajemne położenie obu cewek, w którym nie występuje wzajemne sprzężenie.



Rys. 8. Kształt cewek w sondzie typowego wykrywacza IB

Cewka nadawcza ma bardzo dziwny kształt, jakby rogala, zawiera bowiem dodatkową, wewnętrzna pętlę. Środek cewki odbiorczej (mniejszej) umieszczony jest w ściśle określonym punkcie. Wewnętrzna pętla cewki nadawczej dzieli powierzchnię cewki odbiorczej na połowy. Przy takim umieszczeniu cewek w pętli odbiorczej w stanie spoczynku (równowagi) nie indukuje się sygnał. W praktyce nie można wykonać idealnej sondy tego typu i oczywiście jakiś niewielki sygnał przenika jednak do cewki odbiorczej. Na szczęście można go skompensować i usunąć przez odpowiednią obróbkę sygnału cewki odbiorczej.

Przy zbliżeniu metalowego przedmiotu do takiego zestawu cewek, zostaje zaburzone pole elektromagnetyczne wytwarzane przez cewkę nadawczą i w cewce odbiorczej indukuje się niewielki sygnał.

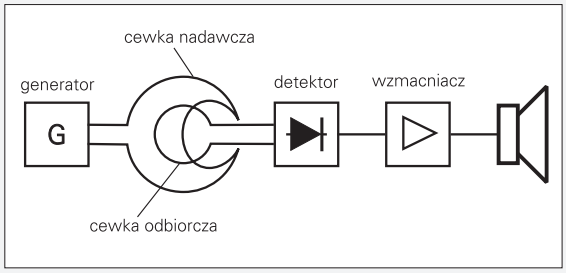
Ten sygnał może być podany na wzmacniacz i słuchawki. Wtedy o wykryciu przedmiotu poinformuje pojawienie się sygnału. Schemat blokowy najprostszego wykrywacza z taką sondą pokazany jest na rysunku 9.

W praktyce do współpracy z zestawem cewek pokazanych na rysunku 8 nie stosuje się prostych układów elektronicznych zbudowanych według rysunku 9, tylko znacznie bardziej rozbudowane systemy, dające znacznie lepsze możliwości.

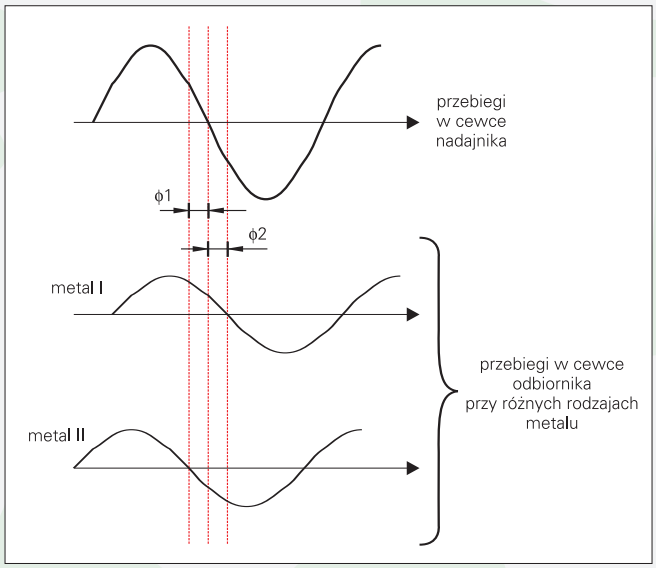
Przy omawianiu wykrywacza mostkowego okazało się, że nie sposób określić metodą na słuch, czy znaleziono przedmiot z metalu dia- lub paramagnetycznego, czy też z metalu ferromagnetycznego. Podobna sytuacja występuje w urządzeniach zawierających cewki o kształcie według rysunku 8. Owszem, informacja taka zawarta jest w fazie sygnału wyjściowego, ale fazy nie można ocenić na ucho. Można natomiast fazę zmierzyć za pomocą układów elektronicznych.

Inaczej mówiąc, w stanie spoczynku w cewce odbiorczej nie powinien się indukować żaden sygnał. Przy zbliżeniu przedmiotu metalowego w cewce pojawi się sygnał sinusoidalny. Jego amplituda świadczyć będzie o wielkości i odległości znaleziska, natomiast faza świadczyć będzie, czy jest to materiał ferromagnetyczny, czy dia- lub paramagnetyczny. Przykładowe przebiegi w obu cewkach pokazuje rysunek 10. Informację o fazie można wydzielić za pomocą prostownika (detektora) synchronicznego. Początkujący elektronicy zapewne nie wiedzą, co to jest ten prostownik synchroniczny. Jest to rozbudowany układ prostownika, którego praca jest sterowana albo synchronizowana przez przebieg zmienny (tu przez przebieg zasilający cewkę nadajnika). Można powiedzieć, że przebieg zmienny z cewki odbiorczej jest prostowany, czy też przekształcany, w takt przebiegu z nadajnika. Prostownikiem synchronicznym jest na przykład stosunkowo prosty układ, którego wzmocnienie wynosi albo +1 albo -1 i jest sterowane przebiegiem synchronizującym. Wzmocnienie +1 oznacza, że układ dokładnie powtarza na wyjściu przebieg wejściowy, natomiast wzmocnienie -1 świadczy, że układ w tym momencie odwraca fazę sygnału o 180 stopni. Ilustruje to rysunek 11.

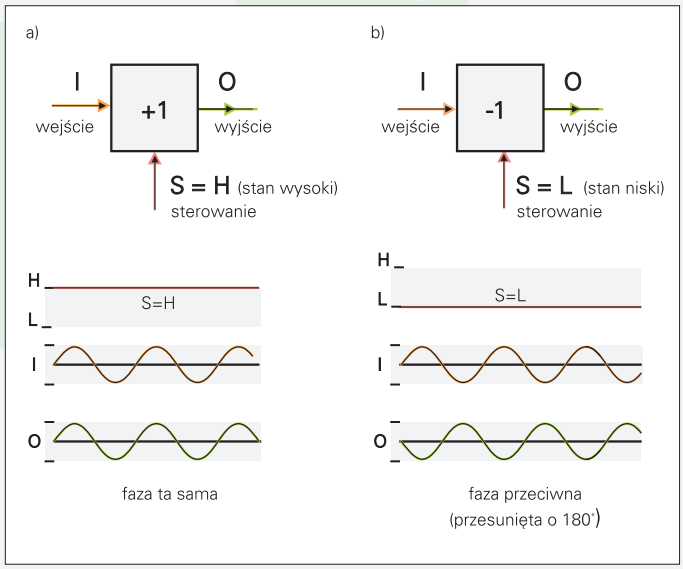
Na wyjściu takiego prostownika stosuje się zwykle filtr uśredniający i uzyskuje się w sumie napięcie stałe.



Rys. 9. Schemat blokowy prostego wykrywacza IB



Rys. 10. Zależności fazowe w cewkach wykrywacza



Rys. 11. Zasada działania prostownika synchronicznego

Co najważniejsze, to napięcie stałe zależy nie tylko od amplitudy przebiegu prostowanego (jak to jest w zwykłym prostowniku), ale też od jego fazy. Pokazuje to **rysunek 12**. W zależności od fazy przebiegu prostowanego (przy takiej samej amplitudzie), wyjściowe (uśrednione) napięcie stałe może być zarówno dodatnie, ujemne, jak i równe zeru! Oczywiście w układzie wykrywacza metalu, znak napięcia stałego na wyjściu filtru świadczy o rodzaju metalu. Jak wcześniej wskazano, w rzeczywistości zmiany fazy powstające pod wpływem niewielkich przedmiotów metalowych są naprawdę bardzo małe, to jednak dają się one wykryć i w sumie metoda fazowa jest częściej stosowana w praktycznych wykrywaczach niż wszystkie pozostałe metody.

Rysunek 12 wskazuje, że w wykrywaczu z detektorem synchronicznym sygnałem świadczącym o obecności metalu jest napięcie stałe, a nie jak w poprzednio omawianych wykrywaczach – napięcia zmienne. W takim razie obecny być musi także dodatkowy blok, który wytworzy sygnał akustyczny, zależny od napięcia stałego na wyjściu detektora synchronicznego. Jak z tego widać, w przeciwieństwie do wcześniej omawianych wykrywaczy, sygnał dźwiękowy w słuchawkach nie ma praktycznie nic wspólnego z przebiegiem zasilającym cewkę nadawczą.

Jeśli w układzie z detektorem synchronicznym o wszystkim decyduje napięcie stałe z jego wyjścia, to za pomocą odpowiedniej obróbki tego napięcia można uzyskać szereg nowych możliwości. Właśnie przede wszystkim odpowiednia obróbka sygnału uzyskiwanego z prostownika synchronicznego pozwala wzbogacić przyrząd o nowe, bardzo cenne funkcje.

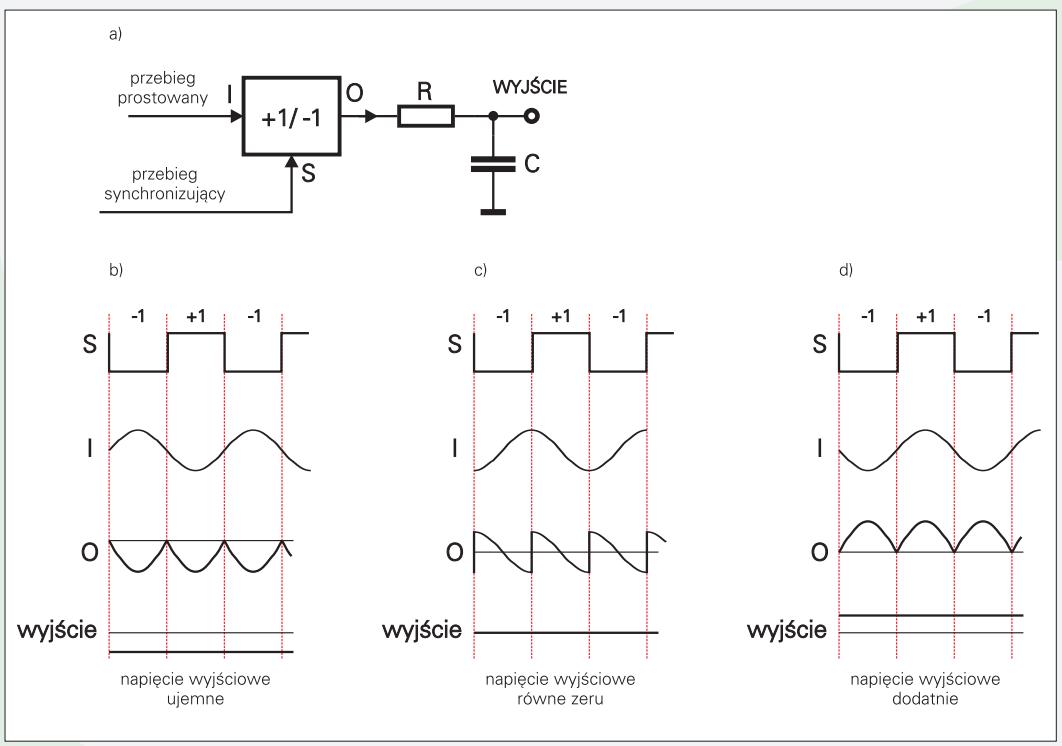
Przede wszystkim można dodać na wyjściu prostownika dodatkowy blok, który na przykład będzie reagował tylko na sygnały ujemne prostownika (odpowiadające miedzy innymi metalom szlachetnym), a nie będzie reagował na ferromagnetyki, czyli w praktyce na złom żelazny.

Można też po prostu wyposażyć przyrząd w miernik wychyłowy z zerem po środku, by zobrazować informację o rodzaju materiału.

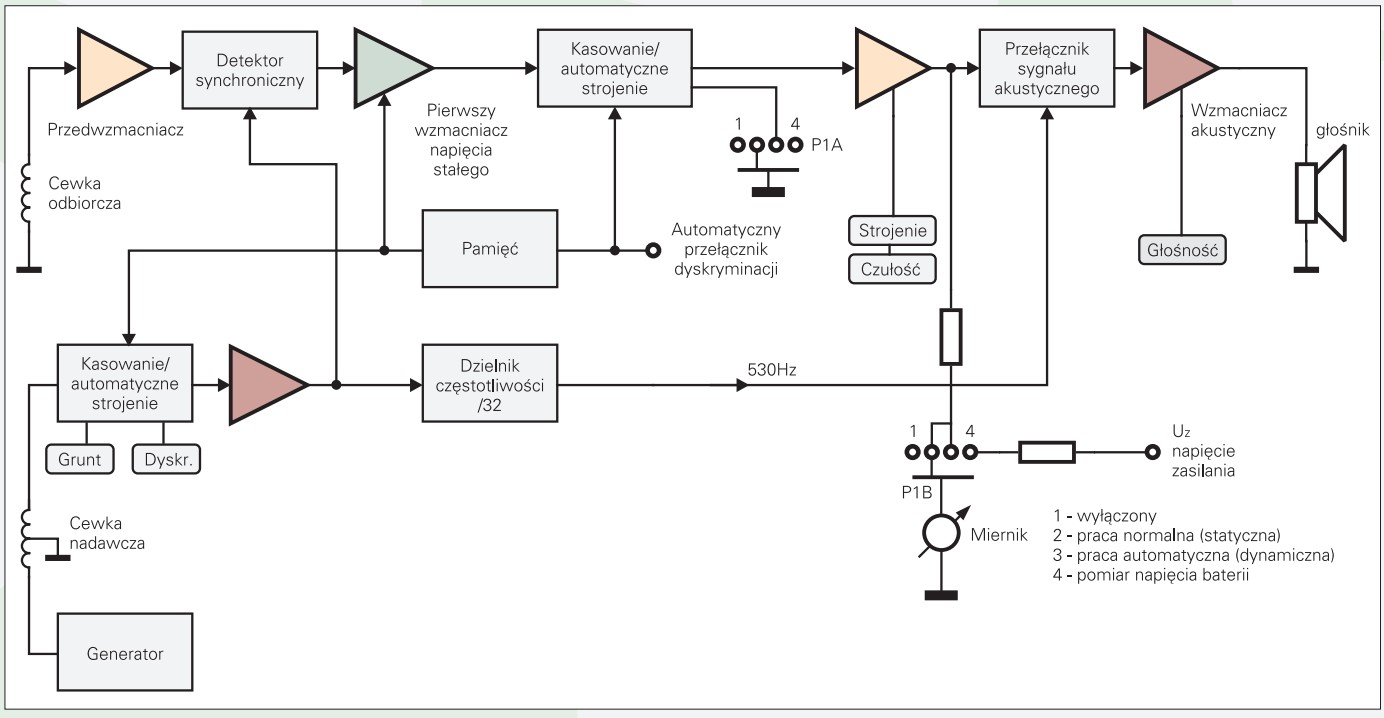
W ten sposób otrzymuje się przyrząd z rozróżnianiem metali.

Inną możliwością jest takie wzbogacenie prostownika synchronicznego, by sygnalizator odzywał się dopiero przy znalezieniu przedmiotów o większych wymiarach, a nie drobnych śmieci typu kapsle, nakrętki, gwoździe, itp. Lepsze przyrządy tego typu mają możliwość płynnej regulacji progu czułości (odrzucania).

Jeszcze inną możliwością jest wprowadzenie pokrętła, pozwalającego dopasować przyrząd do rodzaju gruntu. Chodzi o to, że grunty bywają w różnym stopniu zmineralizowane i już sam grunt jest wykazywany jako znalezisko. Aby wyeliminować efekt grun-



Rys. 12. Przykładowe przebiegi w prostowniku synchronicznym



Rys. 13. Schemat blokowy wykrywacza PROSPECTOR

towy należy odpowiednio zmienić fazę sygnału sterującego pracą prostownika synchronicznego.

Bardziej rozbudowane wykrywacze zwykle mają dodatkowo możliwość pracy dynamicznej. To znaczy, że cały układ jest wtedy objęty swego rodzaju pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Obwód pętli dba, by niezależnie od gruntu i innych czynników, uzyskać na wyjściu prostownika synchronicznego napięcie równe lub bliskie zeru. W takim wypadku przedmioty mogą być wykrywane tylko podczas ruchu sondy.

I oto doszliśmy do najczęściej spotykanych, nowoczesnych wykrywaczy zawierających sondę z cewkami wg rysunku 8 i dość skomplikowany układ elektroniczny. Dwa takie wykrywacze pokazane są z bliska na fotografiach 3 i 4.

Schemat blokowy rozbudowanego wykrywacza metali „Prospector", widocznego na fotografii 3, zawierającego prostownik synchroniczny, pokazany jest na **rysunku 13**. Jak widać ze schematu blokowego, układ na pewno do najprostszych nie należy. Z tego wynika, że początkujący amatorzy nie mający doświadczenia, nie mają szans na wykonanie i wyregulowanie takiego układu. Zresztą wyregulowanie układu to jeszcze nie wszystko – kluczowe znaczenie i tak ma sonda, jej sztywność, wzajemne umieszczenie cewek i odporność na czynniki klimatyczne. Jest to największy problem praktyczny dla chętnych, pragnących samodzielnie wykonać detektor metali.

Właśnie te, w sumie pozaelektroniczne względy zadecydowały, że do tej pory na łamach EdW nie został przedstawiony projekt budowy wykrywacza, wyposażonego w podobne cewki. Być może taki projekt ukaże się w EdW za jakiś czas po rozwiązaniu problemu wykonania we własnym zakresie (lub zakupu) dobrej sondy.

W najbliższych miesiącach planowane jest natomiast zaprezentowanie prostego wykrywacza typu BFO.

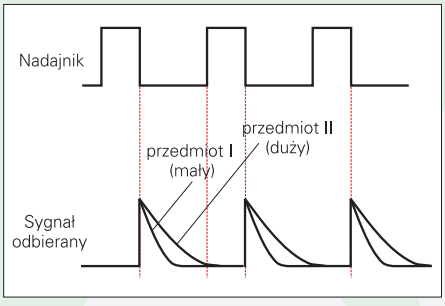
Wykrywacze typu PI

Skrót PI pochodzi od angielskich słów Pulse Induction i wskazuje, że chodzi o wykrywacz impulsowy, a nie wykrywacz o pracy ciągłej.

Wykrywacze PI czasem są nazywane niesłusznie ziemnymi radarami. Choć określenie radar jest niesłuszne, zasada działania wykrywacza typu PI rzeczywiście jest trochę podobna do radaru. W systemie radarowym w przestrzeń wysyłany jest krótki impuls promieniowania mikrofalowego, czyli fala elektromagnetyczna o częstotliwości rzędu gigaherców. W wykrywaczu PI do swego rodzaju anteny, a właściwie cewki nadawczej, doprowadzone są impulsy prądu stałego. Płynący prąd stały płynący przez cewkę wytwarza stałe pole magnetyczne. W momencie przerwania przepływu prądu, pole magnetyczne zanika. Szybkość zanikania tego stałego pola magnetycznego zależy między innymi od obecności (lub nieobecności) w tym polu przedmiotów metalowych. Obecność przedmiotów metalowych można rozumieć jako istnienie swego rodzaju rdzenia cewki, który zmienia indukcyjność cewki, a więc zdolność gromadzenia energii.

W momencie przerwania prądu, cewka, która do tej chwili była cewką nadawczą, staje się cewką odbiorczą i specjalny układ mierzy napięcie (prąd) indukujące się w cewce. Istnieją też wykrywacze PI z dwoma oddzielnymi cewkami: nadawczą i odbiorczą.

W każdym razie o obecności lub nieobecności w polu przedmiotów metalowych świadczy kształt i czas trwania impulsu w cewce odbiorczej po gwałtownym przerwaniu przepływu prądu. W dużym uproszczeniu dwa przypadki pokazano na **rysunku 14**.



Rys. 14. Uproszczone przebiegi wykrywacza PI

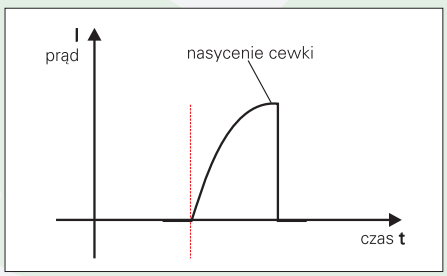
Oczywiście przetworzenie, a nawet interpretacja wyników odbywa się na drodze elektronicznej.

W przypadku wykrywaczy typu PI można uzyskać duży zasięg, ale zależy on bardzo od mocy impulsu, a krócej od wartości prądu w cewce nadawczej. I to jest spory praktyczny problem. Dla zwiększenia zasięgu trzeba zwiększać prąd. Tymczasem średnia wartość prądu nie może być zbyt duża ze względu na ograniczoną pojemność

baterii (dotyczy to głównie sprzętu przenośnego).

Metodą na zmniejszenie średniego poboru prądu byłoby skrócenie czasu pojedynczego impulsu oraz zmniejszenie częstotliwości występowania impulsów. Ale tu występują istotne ograniczenia.

Po pierwsze, w rzeczywistości prąd w cewce nadawczej nie ma kształtu prostokątnego, jak w uproszczeniu zaznaczono na rysunku 14. Ze względu na indukcyjność cewki prąd narasta stopniowo. Przy zbyt krótkim impulsie prąd nie zdążyłby narosnąć do potrzebnej wartości. Czas trwania impulsu musi być tak duży, by cewka weszła w stan nasycenia, gdy prąd będzie ograniczony wartością rezystancji uzwojenia. Pokazano to na **rysunku 15**.



Rys. 15. Kształt impulsu w cewce nadawczej wykrywacza PI

Po drugie, jeśli częstotliwość impulsów będzie mała, powiedzmy 1 impuls na sekundę, to wprawdzie pobór prądu zostanie zredukowany, ale dla prawidłowego zlokalizowania znaleziska konieczne będzie bardzo powolne prowadzenie sondy, by nie ominąć jakiegoś interesującego przedmiotu.

Właśnie z podanych dwóch względów, praktyczne przenośne wykrywacze typu PI mają albo znaczny pobór prądu, albo wymagają bardzo wolnego przesuwania sondy w trakcie poszukiwań.

Oczywiście istnieją i wcale nie są rzadkością wykrywacze zasilane z odpowiednio pojemnych źródeł, które mają moc w impulsie rzędu 100W i więcej.

Wykrywacze typu PI mogą mieć wygląd zbliżony do wykrywaczy z cewką według rysunku 8. Spotyka się też przyrządy mające możliwość przełączenia do pracy w systemie PI albo pracy z przebiegiem ciągłym. Na **fotografii 6** pokazano wykrywacz typu PI. Dostępne przenośne wykrywacze typu PI mają maksymalne teoretyczne zasięgi 3...5m, przy czym w przeciwieństwie do wykrywaczy z prostopadłymi cewkami, mogą wykrywać także małe przedmioty. Pomimo teoretycznie lepszych parametrów, wykrywacze PI nie wyparły innych typów sprzętu. Niewątpliwie wpływ na to ma bardzo wysoka cena dobrych wykrywaczy PI. W tej chwili najpopularniejsze są wykrywacze IB z równoległymi cewkami, omówione w poprzednim śródtytule.

Fot. 7. Wykrywacz podwodny

Fot. 6. Wykrywacz typu PI

Inne wykrywacze

Dotychczas omówione rodzaje wykrywaczy w jakiś sposób opierają swe działanie na zmianie indukcyjności cewki pod wpływem zbliżanego do niej przedmiotu metalowego.

Znane i stosowane są także wykrywacze pracujące na zupełnie innej zasadzie. Wykrywacze takie są jednak mniej popularne, i zwykle bardzo, nawet bardzo kosztowne.

Przykładowo w archeologii stosuje się następującą metodę do wyszukiwania utlenionych przedmiotów metalowych. Wysyła się w grunt sygnał radiowy o określonej częstotliwości i dużej mocy. Dzięki pewnym zjawiskom związanym z efektem półprzewodnikowym na powierzchni takich znalezisk, następuje podwojenie lub potrojenie częstotliwości. Krótkofalowcy stosujący powielacze częstotliwości z łatwością zrozumieją o co tu chodzi. Potem należy tylko za pomocą odpowiednio czułego odbiornika wykryć te powielone częstotliwości. Oczywiście nie jest to proste, bo moc tego promieniowania jest bardzo słaba, i należy je odróżnić od ewentualnych harmonicznych przebiegu pierwotnego. Taka aparatura nie bywa używana przez amatorów.

Wśród profesjonalnych przyrządów, które mogą być użyte do poszukiwań metali, należy jeszcze wymienić magnetometry, czyli mierniki pola magnetycznego ziemi, oraz mierniki siły przyciągania ziemskiego.

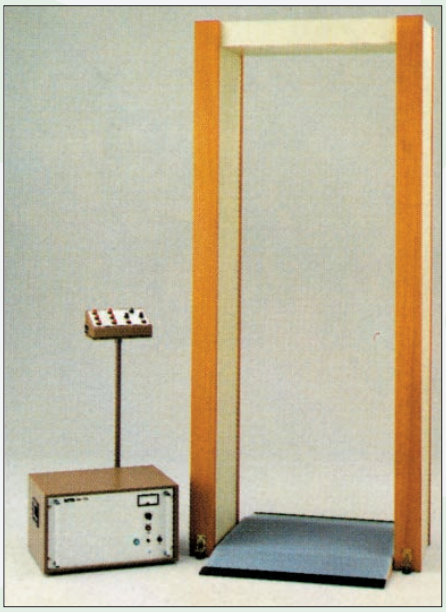
Jak się łatwo domyślić, metale będą w jakimś bardzo niewielkim stopniu zaburzać przebieg linii sił ziemskiego pola magnetycznego. Tak samo, jeśli gęstość przedmiotów poszukiwanych będzie różnić się od gęstości otoczenia (gruntu), to wystąpi lokalna zmiana siły przyciągania.

Nietrudno dojść do wniosku, że zmiany takie będą niewyobrażalnie małe, i aparatura służąca do ich pomiarów musi być niesamowicie czuła i stabilna. W ofercie zachodnich firm zajmujących się sprzedażą ekwipunku dla poszukiwaczy spotyka się magnetometry, ale już w ofercie przeczytać można, że interpretacja wskazań jest bardzo trudna i nie gwarantuje dobrych efektów.

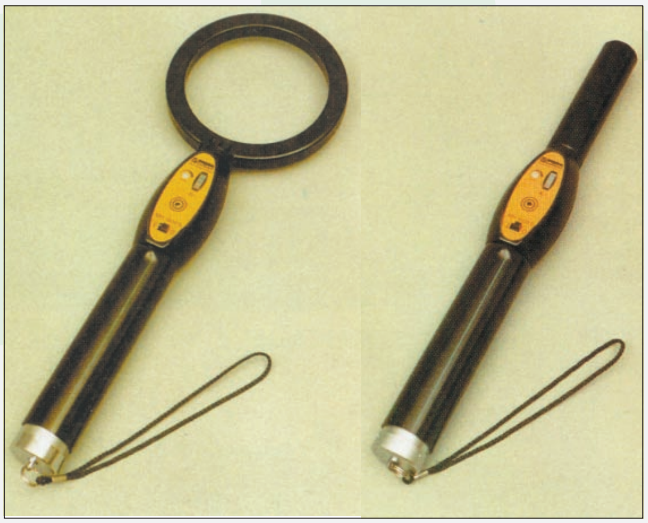
Jest to oczywiste, biorąc pod uwagę wielkości oczekiwanych znalezisk.

W literaturze z omawianej dziedziny pojawiły się doniesienia o próbach wyko-

Fot. 8. Wykrywacz podwodny o dużym zasięgu



Fot. 9. Bramka bezpieczeństwa



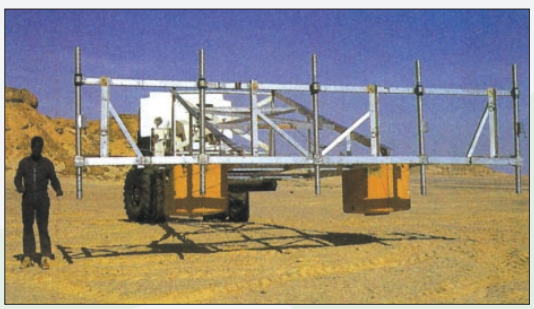
Fot. 10. Wykrywacze metali do kontroli osób

tenek trzymanych w obu rękach). Sposób przeprowadzania poszukiwań przypomina niewątpliwie praktyki różdżkarskie. Jednak opisy tego typu przyrządów nie zawierają wzmianek o różdżkarstwie, są natomiast pełne skomplikowanych określeń technicznych. Te fachowe słownictwo niewątpliwie robi wrażenie na (zasobnych) laikach, ale w osobach, które trochę bardziej znają się na elektronice całość budzi co najmniej mieszane uczucia i skłania do podejrzeń o oszustwo. Jak bowiem wiadomo, wy-

rzystywania do poszukiwań zjawisk występujących na poziomie molekularnym (atomowym).

W Elektronice dla Wszystkich 8/97 na stronie 5 zamieszczone było krótkie, półstronicowe doniesienie o wykorzystywaniu rezonansu magnetycznego jąder atomowych. Metoda ta, stosowana wcześniej w medycynie, zaczyna być stosowana także do kontroli bagażu na lotniskach. Oczywiście sposób ten może być wykorzystany także do identyfikacji metali. Aparatura jest w tym wypadku bardzo droga i na pewno jej kupno nie leży w zasięgu amatorów skarbów, nawet tych mieszkających w najbogatszych krajach. Co ciekawe, w ogłoszeniach i reklamach przeznaczonych dla takich poszukiwaczy pojawiły się już dość dawno informacje o niewielkich, zasilanych z baterii wykrywaczach molekularnych, bazujących podobno na tej metodzie.

Fot. 11. Detektor montowany na samochodzie



Fot. 12. Wykrywacz wieloczujnikowy

Pikanterii całej sprawie dodaje fakt, że w rzeczywistości odbiornikiem ma być... człowiek, a wskaźnikiem są tak zwane rezonatory (coś w rodzaju obrotowych antów z dalszej odległości. Z kolei profesjonalna aparatura (używana w medycynie lub na lotniskach) ma świetne parametry, ale jest niesamowicie skomplikowana i pobiera dużo energii. Tymczasem reklamowane przyrządy, rzekomo wykorzystujące zjawiska atomowe, pobierają z 9-woltowej baterii... kilka do kilkunastu miliamperów prądu. Podaje się przy tym, że obszar wykrywania sięga kilkuset metrów (mierzony po powierzchni ziemi) i jednego metra w głąb (dla pojedynczej monety) lub dziesięciu metrów w głąb (dla skrzynki z kosztownościami).

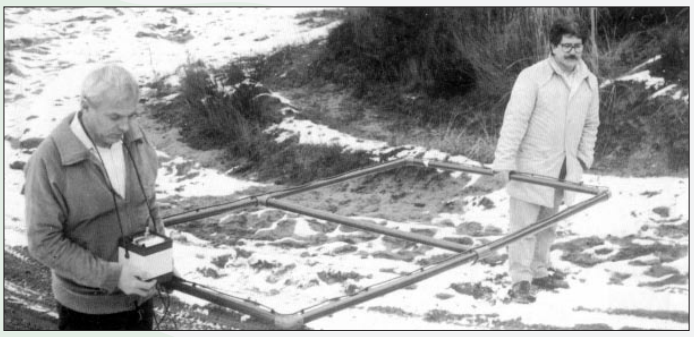
Ewentualnych klientów (lub naiwnych) łudzi się perspektywami niesamowitych znalezisk, które miałyby być dokonane za pomocą takiego wykrywacza. Stosowna do spodziewanych korzyści jest oczywiście cena takich przyrządów. Nierzadko przekracza ona znacznie (w przeliczeniu) 20000 złotych.

Taki sprzęt jest dostępny w USA oraz w Niemczech, ale raczej nie trafia jeszcze do Polski.

Piotr Górecki

krywacze powszechnie znane i stosowane do tej pory mają stosunkowo niewielki zasięg oraz bardzo mocno ograniczone zdolności wykrywania małych przedmio-

Od Redakcji: Dziękujemy Panu WOJCIECHOWI OKSIEŃCIUKOWI, właścicielowi firmy ARMAND za udostępnienie materiałów i zdjęć do niniejszego artykułu.



Fot. 13. Wykrywacz wielkopętlowy

TELEWIZJA

Co prawda, Naczelny strasznie mnie ciśnie o artykuł o telewizji, ale bohatersko stawiam mu czoła. Nawet tytuł artykułu wymyślił. Ale nic z tego. Nie daję się! Postawię na swoim i zaczniemy od radia. Czysta przyzwoitość wymaga, by najpierw zająć się czymś takim jak radio. W końcu co było najpierw? Radio czy telewizja?

Tak być nie może, by najpierw było o telewizji, która powstała później. Dlatego dzisiaj nie będzie o wizji, tylko o fonii.

Cóż to takiego jest, to radio? Mówiąc radio, mamy zwykle na myśli radioodbiornik. Jest to najczęściej prostokątna skrzynka, która nie wiedzieć czemu po włączeniu zasilania gra, a po zdjęciu tylnej ścianki lub po próbie rozkręcenia przemyślnie skonstruowanej obudowy, ukazuje ciekawe wnętrze pełne różności. Różności te po dotknięciu palcem czasami parzą, czasami kłują, albo i kopią, jeżeli trafisz w swych poszukiwaniach na element pod napięciem sieci. Dlatego nigdy nie dotykaj pracujących urządzeń elektronicznych.

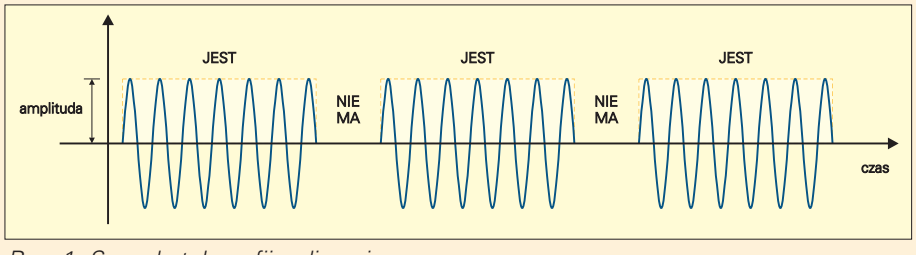
Jeżeli natomiast uda ci się z tego tałatajstwa, które w skrzynce siedzi, wyrwać na chybił trafił kilka kolorowych, „cosiów", to możesz być pewien, że radio przestaje pełnić swe przepisane funkcje. Po takiej operacji staje się jedynie podstawką pod kwiaty. Jeżeli rodzice w końcu dojdą, że to ty, w pogoni za wiedzą te części ze środka wysmyknąłeś, to... co ja ci będę mówił... Sam wiesz najlepiej. Jakoś ten pierwszy pojedynek z techniką radiową, zakończony porażką przeżyć trzeba.

Ponownie powraca pytanie: cóż to takiego jest, to radio?

Posłużę się, łagodniejszym porównaniem. Pudełko od butów, młody czytelniku, wiesz jak wygląda? Tak? No to radio, to jest właśnie takie pudełko po butach tylko, że gra. Ma głośnik i gra.

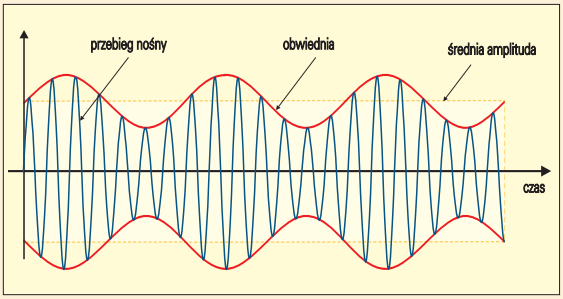
Widzisz, jakie to proste?

Ale zanim radio w ogóle zaistniało, należało je wymyślić. Do skonstruowania urządzenia, o którym dzisiaj z tobą dyskutuję, potrzebna była praca wielu uczonych. Jednym z nich był Szkot James Clerk Maxwell (nie, to nie ten od kawy – ten się zajmował elektrycznością), innym był Niemiec Heinrich Hertz, że nie wspomnę o takich jak: Michael Faraday, André Ampére i Aleksander Volta, bo cóż cię to obchodzić może. Czy jednak zwróciłeś młody czytelniku uwagę na nazwiska tych panów? Na pewno ich brzmienie znasz ze swoich kontaktów z elektroniką, ale być może bardziej kojarzyły ci się do tej pory z pomiarami i miernikami wartości elektrycznych niż z osobami. Skup się teraz mocno (ja wiem, że to trudne, ale spróbuj), bo to, czego się za chwil parę dowiesz, być może usłyszysz po raz pierwszy w życiu i może się zdarzyć, że upłynie wiele, wiele lat zanim znów o tym przeczytasz. Gotowy? No to uwaga. Wspomnieliśmy przed momentem o panach Faraday'u, Maxwell'u i Hertz'u. Dla nas dosyć dawno (ale może ktoś jeszcze pamięta), no więc dawno, bo w roku 1831, fizyk angielski Michael Faraday zrobił doświadczenie. Skupił się w sobie... i zrobił. W doświadczeniu tym wykazał, że można zrobić czary-mary i wzbudzić przepływ prądu w obwodzie leżącym w pobliżu innego obwodu, przez który płynie prąd. Było to jedno z badań „natury fal elektromagnetycznych". Tak przepięknie się to doświadczenie nazywało. Ale wymieniliśmy go (znaczy, Michaela Faraday'a) chwilę temu obok innych dwóch magików od drutów i elektryczności. Obaj zajmowali się zagadnieniami związanymi z ładunkami elektrycznymi. A to je wpuszczali w cewki i patrzyli co się dzieje na zewnątrz, a to umieszczali cewki w sąsiedztwie magnesów i kręcili magnesami lub cewkami jak mogli, patrząc co się dzieje z ładunkami. Potem siadali i myśleli, co ma znaczyć to wszystko, co podczas tego kręcenia zaobserwowali. Krótko mówiąc, kombinowali jak mogli. Podczas jednego z takich rozmyślań, które nastąpiło w roku 1864, szkocki fizyk James Clerk Maxwell doszedł był w swych dociekaniach do teoretycznego wniosku, że oscylujący ładunek elektryczny powinien wysyłać fale elektromagnetyczne. Mało, że powinien – ani chybi musi, bo inaczej nijak nie da się wytłumaczyć przeprowadzonych do tej pory doświadczeń. Wysyłać więc musi elektromagnetyczne fale przypominające fale z jeziora lub stawu, ale tak szybkie, że aż strach. Tak szybkie jak prędkość światła. I bardzo dobrze, że wpadł na taki pomysł gdyż dzięki niemu, inny uczony mógł zrobić doświadczenia mające dać odpowiedź czy aby pan Maxwell się nie myli. I okazało się, że nie mylił się. Miał rację. Prawdziwość teorii Maxwell'a, czyli istnienie tych fal, doświadczalnie potwierdził w latach osiemdziesiątych XIX wieku, niemiecki uczony Heinrich Hertz. Wyniki badań, szczególnie tych dwóch fizyków, doprowadziły do tego, że zainteresował się nimi (nie, nie fizykami tylko wynikami ich badań) urodzony w 1874 r., Włoch Guglielmo Marconi. Opanowała go idea przesyłania za pomocą fal elektromagnetycznych różnych wiadomości. Istniał już wtedy telegraf, który był wielką pomocą w przesyłaniu na odległość przeróżnych informacji, ale wszystko to działo się między urządzeniami połączonymi ze sobą drutem. A nasz Guglielmo chciał bez drutu. W powietrzu. Chciał wysyłać informacje na statki pływające sobie po morzach i oceanach świata, ale chciał też i do odległych miejsc na lądzie, gdzie położenie przewodów nastręczało poważne kłopoty. No więc zawziął się w sobie i zaczął eksperymentować. Najpierw udało mu się przesłać sygnał bliziutko, tak na odległość ze 2,5 kilometra. Tylko co on biedny miał zrobić, żeby się dowiedzieć czy jego urządzenie działa? Nie mógł być przecież jednocześnie przy nadajniku i odbiorniku. Znacie ten dowcip o żabie, która stanęła na rozdrożu, gdzie jedna droga była dla inteligentnych a druga dla pięknych? Stanęła, patrzy w jedną stronę, patrzy w drugą i mówi: no przecież się nie rozerwę. Tak samo czuł się nasz Marconi. Nie rozerwał



Rys. 1. Sygnały telegrafii radiowej

się jednak, tylko został przy nadajniku. A umówionym znakiem, że odbiornik przechwycił nadawany sygnał miał być wystrzał z karabinu. Kiedy ten wystrzał karabinowy usłyszał (nie, nie poczuł, usłyszał!) to był znak, że działa. I to jak działało! A strzelali sobie z karabinu w 1895 roku. Widząc olbrzymie możliwości drzemiące w nowym wynalazku, a szczególnie zastosowanie w telegrafii bezprzewodowej, Marconi chciał nim zainteresować przedstawicieli poczty. Włoscy pocztowcy powiedzieli mu po pokazach, że ich telegraf z drutem działa dobrze, więc niby dlaczego mieliby mulić sobie głowy telegrafem bez drutu? Nie chcieli! Trudno być prorokiem we własnym kraju, przeto postanowił swoim odkryciem zainteresować innych. W tym celu, w czerwcu 1896 roku, zorganizował pokaz przesłania sygnału radiowego z dachu poczty w Londynie, do budynku odległego o 1,5 kilometra. Udało się. Ale nie można powiedzieć, by pocztowcy wpadli z tego powodu w podziw i zachwyt. Nie zrażony tym nasz Guglielmo, nadal pracował nad radiem. Jedno z połączeń, którego dokonał podczas tych prac, to uzyskanie łączności przez kanał La Manche. Było to w 1899 roku, a odległość pokonana wtedy przez fale radiowe to, z grubsza rzecz biorąc, jakieś 50 kilometrów. Problemem, który w tym czasie zaprzątał głowy ówczesnych radiowców, było pytanie: na jaką odległość można przesłać informację? Teoretycznie odpowiedź nasuwała się sama – na odległość ograniczoną linią horyzontu, bo potem to fale radiowe bezczelnie lecą sobie gdzieś w kosmos. Aby to sprawdzić i znaleźć miejsce gdzie te niewdzięcznice fale odrywają się od ziemi i już nic się nie da usłyszeć, należało doświadczalnie tę odległość zbadać. A nastał był rok 1900. W owym roku zorganizowano zatem taką próbę między Kornwalią a wyspą Wight, leżącą u południowych wybrzeży Anglii. I co się okazało? Okazało się otóż to, że nasze fale radiowe, cichym lotem pokonały tę odległość, dały znać, że dotarły do odbiornika i ani myślą ulatywać bezpowrotnie w czarne i zimne otchłanie kosmosu. Z dziką swobodą pokonały odległość 300 kilometrów i wcale nie dostały zadyszki. Doświadczenie to uprzytomniło zgromadzonym i orientującym się w technice radiowej badaczom i naszemu Marconiemu, że krzywizna powierzchni Ziemi nie jest przeszkodą w dokonywaniu połączeń na większe odległości. Ale cóż z tego, nad wyraz praktycznego wniosku, wynikło dla nas i całej reszty radiosłuchaczy? Zaraz się młody człowieku przekonasz, ale po kolei. Przypomniałem ci siedem chwil temu o telegrafie. Powiedzieć też przy tej okazji wypada, że używano wtedy do przesyłania informacji, czyli jak to wtedy mówili – depesz, alfabetu Morse'a. Orientujesz się zapewne, że ten cały alfabet, to kombinacja kropek i kresek, które ułożone w określony sposób tworzą litery i wyrazy. Nasz przyjaciel Guglielmo wybrał sobie spośród tych kropek i kresek jeden zestaw, który byłby łatwy do nadawania i na tyle charakterystyczny, że łatwy do odróżnienia pośród gwizdów i trzasków stanowiących nieodłączne tło, jakim jest szum atmosferyczny takiego połączenia. Czy wiesz cóż to był za zestaw? Już ci mówię. To były trzy kropki. Litera S w alfabecie Morse'a. I tak się od tej litery zaczęło. Łatwe do zapamiętania, bo się kojarzy. Kojarzy się, panie kapralu, ze słowem Start. No, ale wracajmy do wynalazcy. W związku z tym, że Marconi przekonany był o słuszności swych wniosków i pewien przeprowadzonych (do tej pory w sumie, na małą skalę) doświadczeń, postanowił pójść na całość i przesłać sygnał tak daleko, jak się da. Postanowił na dobry początek wysłać sygnał przez Atlantyk. Na odległość, bagatela, 4800 kilometrów. A co? Jak szaleć to szaleć! Te dwa słynne miejsca, między którymi nastąpić miała pierwsza na świecie transmisja radiowa to: Poldhu Cove w Kornwalii (zachodnie wybrzeże Anglii) i St John s w Nowej Funlandii. Nadajnik z systemem anten, sięgających wysokości 48 metrów, znajdował się w Poldhu Cove, a odbiornik na cyplu noszącym nazwę Wzgórza Sygnałowego. Cypelów, wznosił się był (i pewnie nadal wznosi) na wysokość 180 metrów w porcie St. John's. Sam na pewno wiesz czytelniku, że im antena wyżej, tym lepiej dla niej samej i dla odbioru fal radiowych, bo nic im po drodze nie przeszkadza. Nasz Marconi wysnuł ten sam wniosek i pozwolił by mu w przygotowaniach przyświecał. Aby odebrać sygnały nadawane z Kornwalii, należało zatroszczyć się o umieszczenie anteny gdzieś wysoko. Co prawda cypel, na którym umieszczony był odbiornik wznosił się, jak już wspomnieliśmy, na wysokość 180 metrów, ale nie była to przecież długość anteny. Masztu też nie można było wybudować, bo pomieszczenia do eksperymentalnej transmisji zostały udostępnione na dni parę w starym, opuszczonym szpitalu wojskowym. I zgadnij czytelniku, na jaki pomysł w związku z kłopotem z anteną wpadł nasz bohater? Postanowił użyć balonu. Ale wyłonił się problem. Od dnia, kiedy przybył do St. John's, a było to 6 grudnia 1901 roku, pogoda była obrzydliwa. Tak paskudna, jak tylko można sobie wyobrazić. Wiał wściekły wiatr i było zimno a do tego deszczowo. Zimno i deszczowo to pół biedy, można wytrzymać, ale eksperymentowi przeszkadzał wicher. Dnia 11 grudnia wiatr wiał taki, że urwał linę, do której przyczepiony był balon służący za windę do wyniesienia anteny. Siedzący przy odbiorniku ze słuchawkami na uszach Marconi, nie wiedział czy słyszy umówiony sygnał czy wycie wichru. Do tego trzeba dodać gwiżdżący w szparach wiatr, trzeszczące belki i deski budynku, w którym przeprowadzano nasłuch, szczękanie zębów zziębniętej grupki zgromadzonych tam dziennikarzy i zgrzytanie zębów tych, którym nie w smak był eksperyment, otwierający drogę łączności bezprzewodowej. No i do tego ten urwany balon. Przerwano tego dnia doświadczenie, choć Marconi utrzymywał, że sygnał usłyszał, ale nie wie na pewno, który z wyżej wymienionych czynników był głośniejszy. Na szczęście dla nas wynalazcy są odporni na niepowodzenia i nie rezygnują tak łatwo. Należał do nich i nasz Guglielmo, i dlatego postanowił tym razem użyć latawca. Też miał z nim problemy, ale w końcu udało się asystentowi Marconiego w tym huraganowym wietrze latawiec wypuścić i zgromadzona przy odbiorniku grupka osób zastygła w oczekiwaniu na, z daleka mające przybyć, popiskiwanie trzech kropek. Wichura była straszna i podobnie jak wcześniej balon, teraz urwała latawiec. George Kemp, bo tak się nazywał ten asystent, postanowił kolejny raz, pomimo szalejącej wichury, spróbować i w końcu udało się latawiec w deszczowe niebo wypuścić. Było wczesne popołudnie 12 grudnia 1901 roku. Możemy sobie tylko wyobrazić, z jakim niepokojem oczekiwał na ten sygnał Marconi. Klęska czy zwycięstwo? Czy fale radiowe są zdolne pokonać taką odległość, czy jednak uciekną w kosmos korzystając z pomocy, jaką jest krzywizna Ziemi. Czy górą będą ci, którzy do tej pory czerpali zyski z połączeń kablowych między Europą a Ameryką, i dla których powodzenie Marconiego będzie stratą wpływów, czy zwycięży połączenie radiowe? Te i inne pytania tłukły się pewnie Marconiemu po głowie gdy... nagle, o godzinie 12.30, poprzez trzaski i szumy, przedarł się oczekiwany zestaw kropek tworzący tę upragnioną i wyczekiwaną literę S. Marconi usłyszał w słuchawkach swoje trzy króciutkie sygnały. Tego dnia jeszcze dwukrotnie zabrzmiał dla zgromadzonych tam osób sygnał zwycięstwa fal radiowych nad odległością. Było to o godzinie 13.10 i 14.20. Wspomniany już asystent George Kemp również potwierdził odbiór sygnału, kiedy Marconi przekazał mu słuchawki. Dla wielu ludzi ogłoszone przez Guglielmo Marconiego wyniki eksperymentu były nie do przyjęcia. Było to coś niepraw-



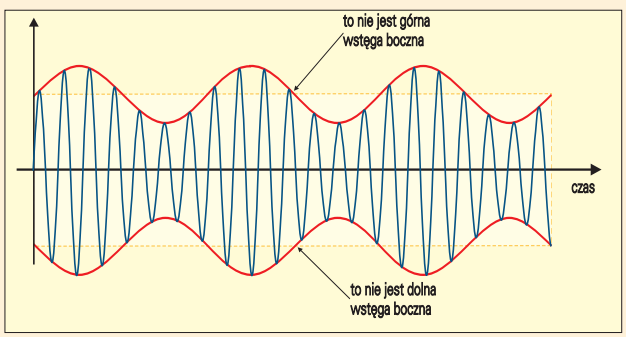
Rys. 2. Sygnał nośny zmodulowany amplitudowo

dopodobnego. Sam Tomas Alva Edison powiedział, że Marconi cygani, i że on w ten jego sukces nie wierzy. Jak się wyraził, „w ani jedno słowo". Aby zatkać dzioby malkontentom i niedowiarkom, Marconi postanowił powtórzył swój eksperyment, używając do tego celu aparatury zainstalowanej na statku płynącym do Nowego Jorku. Statek, na którym miał się odbyć ten radiowy pojedynek z niedowiarkami, nosił nazwę „Philadelphia". Na statku zainstalowano odbiornik radiowy mający prowadzić nasłuch a oprócz tego zainstalowano rysik zapisujący odebraną literę. Świadkiem i gwarantem przeprowadzonej łączności miał być kapitan. Podczas tego rejsu wyraźnie odbierano sygnał przez 2500 kilometrów, a zaznaczoną literę S dało się odczytać gdy statek był w odległości ponad 3200 kilometrów od nadajnika. Malkontenci i niedowiarki pozatykali dzioby. Bezstronny kapitan statku „Philadelphia" świadkiem.

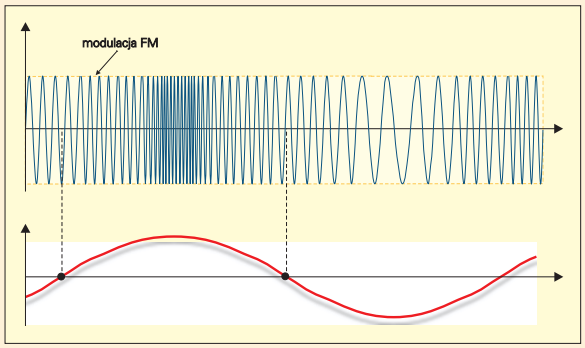
Takie to były początki. Wspomnieliśmy, że ci, którym proponowano telegraf bez drutu, a więc pocztowcy, nie zapałali wtedy nagłą chęcią do zainstalowania u siebie tej nowinki technicznej, ale zalety łączności radiowej i alfabetu Morse'a docenili inni. Dosyć szerokie zastosowanie znalazła ta łączność w 1915 roku, kiedy Niemcy przesyłali swoją wersję wydarzeń wojennych do wszystkich, którzy mogli te informacje odebrać, ze szczególnym uwzględnieniem krajów neutralnych. Podobnie uczynili Rosjanie w 1917 roku. Z „Aurory", której salwa była sygnałem szturmu na Pałac Zimowy i rozpoczęła Rewolucję Październikową, wysyłano nie tylko pociski. Na polecenie Lenina, zainstalowany tam nadajnik radiowy, wysyłał wiadomości na linie frontów, gdzie bolszewicy bili się z białą gwardią. Czy zauważyłeś czytelniku, jaka była forma przekazu informacji w początkach łączności radiowej? Odpowiedź jest łatwa, bo wielokrotnie już o niej czytałeś w tym artykule. Czyniono to przy pomocy alfabetu Morse'a. Nie można było jeszcze wtedy pokusić się o przesłanie w świat mowy. Do czasu. Ten czas nastąpił, kiedy wynaleziono lampę, diodę próżniową. A stało się to w 1904 roku. Dzięki temu „nastąpieniu czasu" nie trzeba było uczyć się na pamięć popiskiwań, które tworzyły (jedynie dla znających alfabet Morse'a) zrozumiałą informację. Ale nie da się ukryć, że te popiskiwania to bezsprzecznie początki złotej ery radia. Można było dotrzeć z sygnałem radiowym dosłownie wszędzie. Powiem ci jako ciekawostkę, że w 1910 roku, po raz pierwszy dzięki radiu, został aresztowany podczas podróży statkiem złoczyńca, doktor Crippen, który zamordował w Londynie swoją żonę i uciekał z kochanką do Kanady. Przekazany ze statku do Scotland Yardu meldunek o podejrzanie zachowujących się pasażerach (kochanka udawała syna doktora Crippena) spowodował, że detektyw wsiadł na szybszy liniowiec i zanim Crippen dobił do wybrzeży Kanady został aresztowany. Jak powiedział świadek, kapitan statku, którym płynął zabójca, często patrząc na rozpiętą antenę zwykł mawiać „Telegrafia, to cudowny wynalazek". Ale wróćmy do bardziej radosnych chwil związanych z łącznością radiową. Już w 1906 roku w USA Reginald Fessenden, korzystając z możliwości jaką dawała próżniowa lampa radiowa, nadał audycję, którą można było odebrać na statkach znajdujących się w odległości ok. 80 kilometrów. Wydaje się, że statkom wdzięczne fale radiowe odpłaciły za pomoc w udowodnieniu ich istnienia. Kiedy w 1909 roku na Atlantyku zderzyły się dwa z nich, „Florida" i „Republic", radio odegrało istotną rolę w czasie akcji ratowniczej. Sygnał radiowy z tonącego w 1912 roku „Titanica" pomógł uratować około 700 osób, które zostały wyłowione przez statek „Carpathia".

Jak nieszczęścia, to nieszczęścia – w tym samym roku, co akcja ratownicza na Atlantyku (1909), zostali „załatwieni" wszyscy spóźnialscy. Spóźnialscy z Paryża. Tego Paryża we Francji. Do tej pory, owi „punktualni inaczej", mogli tłumaczyć się, że ich zegarki chodzą bardzo dobrze, a spieszą się zegarki innych. I to tylko tak wygląda, jakby oni się spóźniali, a przecież to czysta nieprawda i w ogóle omamy, bo oni są o czasie. No więc ich załatwili. Bez poprawek. Zainstalowali, wyobraźcie sobie, nadajnik na wieży Eiffla. Zainstalowali i wyemitowali sygnały do synchronizacji, czy też inaczej mówiąc, regulacji zegarów, zegarków i zegareczków. Żeby nikt nie mówił, że ten sygnał nie dla jego zegarka. Nie było zmiłowania. Trzeba było być od tej pory punktualnym.

Rok później (w 1910) mieszkańcy Nowego Jorku, którzy posiadali radioodbiorniki, mogli na żywo wysłuchać koncertu włoskiego tenora Enrica Caruso. W zasadzie można precyzyjniej powiedzieć, że byli to radioamatorzy, a nie radiosłuchacze, gdyż odbiorników radiowych było wtedy jak na lekarstwo. Radiostacje dopiero powstawały, a o dynamice ich rozwoju niech świadczy fakt, że w roku 1920 firma Westinghouse zorganizowała radiostację w Pittsburghu, w 1921 roku w USA było już 8 radiostacji, a do dnia 1 listopada 1922 roku koncesje przyznano 564 stacjom. Liczba radiostacji rosła więc lawinowo i to nie tylko w Ameryce. U nas w Europie, w Anglii, pierwsza audycja radia BBC została wyemitowana 14 listopada 1922 roku. My w Polsce też nie jesteśmy dużo gorsi, gdyż Spółka Akcyjna Polskie Radio powstała niecałe trzy lata po pierwszej audycji radiowej w Londynie. Zawiązała się dnia 18 sierpnia 1925 roku, a stację nadawczą i rozgłośnię uruchomiono dziesięć miesięcy później, jakoś tak, jak zapewne pamiętacie, w czerwcu 1926 roku. Rozgłośnia mieściła się w Warszawie przy ul. Zielnej 25. Od tej pory możemy cieszyć się wieloma audycjami, które po naciśnięciu guziczka lub po przekręceniu gałki, sączą się nam do uszu. Dzisiaj, ze względu na wszechobecną telewizję, popularność radia nieco spadła, ale chyba tylko w wymiarze skupiania przy odbiorniku całej rodziny. Prawie każdy kierowca ma zainstalowany w aucie radioodbiornik, a radia słucha się też w pracy. Co prawda nie z taką uwagą jak w domu, bo w pracy trzeba się zająć całkiem innymi obowiązkami, ale bez radia jak bez ręki. Kiedy telewizja nie była tak rozpowszechniona jak obecnie, radio stanowiło czynnik skupiający o określonej porze członków rodziny. Razem przeżywało się kłopoty bohaterów słuchowisk lub komentowało aktualne wydarzenia. Do dzisiaj w wielu domach wspomina się z nostalgią tamte czasy, a ze szczególną sympatią pewien szczegół radioodbiornika, tzw. „magiczne oko", świecącą na zielono lampę elektronową pełniącą funkcję wskaźnika dostrojenia. Kiedyś, wpatrując się w zieleń „magicznego oczka", można było sobie wyobrażać, a czasami nawet i widzieć, sceny rozgrywające się w emitowanych słuchowiskach. Można było przeżywać przygody Tomka Sawyera, wędrować przez dżunglę razem z Mowglim albo z profesorem Michałowskim przez piaski i świątynie starożytnego Egiptu. Sale koncertowe otwierał przed nami i o wykonawcach opowiadał redaktor Jan Weber, i choć wielu z nas nie słuchało zapowiadanych mistrzowskich wykonań słynnych koncertów, to często jedynie dla atmosfery stworzonej w radiu przez Jana Webera warto było je na odpowiednią audycję nastawić. Siła oddziaływania radia, jakkolwiek w dzisiejszych czasach mniejsza, była ogromna w czasach jego początków. Pewnie już słyszałeś młody człowieku o kimś takim jak Orson Welles. Nie? No to posłuchaj. Zrobił numer nie z tej ziemi. Dosłownie i w przenośni. Napisał słuchowis-



Rys. 3. Wstęgi?



Rys. 4. Modulacja częstotoliwościowa (FM)

ko o ataku Marsjan na Ziemię. Takie tam... o atakowaniu Ziemian... o broni używanej przez kosmitów... o burzeniu budynków, i że straszliwym snopem gorąca zabijają każdego, kto im stanie na drodze. Wyglądało, że zaatakowali w New Jersey. Czysta fantastyka. Ale kiedy ta fantastyka przybrała postać słuchowiska radiowego to wybuchła panika. Poważnie! Nowojorczycy słuchający w 1938 roku słuchowiska „Wojna światów" Orsona Wellesa, autentycznie wpadli w panikę i na oślep uciekali z miasta, w ich odczuciu i przekonaniu, zaatakowanego przez Marsjan. Taka była wtedy siła radia!

Pozostańmy jeszcze przez chwilę przy tematyce kosmicznej. Niemożliwy byłby pierwszy lot człowieka w przestrzeń kosmiczną. Niemożliwy lot i lądowanie na Księżycu oraz szczęśliwy stamtąd powrót. Niemożliwe byłoby wysłanie sond kosmicznych do najdalszych zakamarków Układu Słonecznego, gdyby nie huk strzału karabinowego, który pewnego dnia 1895 roku, zakłócił ciszę wiejskiej okolicy gdzieś we Włoszech, a który obwieścił Guglielmo Marconiemu, że jego urządzenie działa. Nasz bohater zmarł 20 lipca 1937 roku w wieku 63 lat, ale dzięki niemu możemy dzisiaj korzystać z telefonów komórkowych i sterować modelami łódek oraz korzystać ze wszystkich urządzeń, które wykorzystują fale radiowe.

Mam nadzieję, że nie zanudziłem cię czytelniku historycznym rysem rozwoju radia. Uważałem jednak, że przedstawię ci wiadomości, które nie znajdą miejsca w podręczniku szkolnym (w tym, którego ja używałem nie znalazły się). A teraz wróćmy do techniki. Kiedy działał telegraf, sygnał był albo go nie było. Rzuć okiem na **rysunek 1**.

Widzisz tam falę. Czasami ona jest, a czasami jej nie ma. Co to jest ta fala? Jest to drganie pola elektrycznego i magnetycznego, a razem elektromagnetycznego. Rozumiesz? Nie bardzo? Nie szkodzi, nie jest ci to teraz wcale potrzebne. Wystarczy wiedzieć, że te drgania odbywają się z pewną częstotliwością i mają jakąś wielkość, czyli amplitudę. Są to podstawowe parametry fali.

W telegrafii, jak przed momentem wspomnieliśmy, sygnał był, albo go nie było wcale. Fala nośna jest, albo jej nie ma. Teraz wystaw waść sobie, że będzie się ta amplituda zmieniała płynnie. Już nie na zasadzie: jest albo nie ma, ale na zasadzie: więcej lub mniej. A jeśli będzie się zmieniała w takt sygnału z mikrofonu, to co? Będziesz miał czystą modulację amplitudową. Zerknij zatem na **rysunek 2**.

Widzisz tutaj falę nośną zmodulowaną przebiegiem modulującym.

A teraz wyobraź sobie, że w odbiorniku w takt tych zmian amplitudy będzie drgała membrana głośnika. I co wtedy? Z głośnika usłyszysz to, co trafiło do mikrofonu. I jest to z grubsza zasada działania nadajnika i odbiornika AM.

No tak, ale gdzie w nadajniku ten sygnał nośny jest tak przepięknie gnieciony, że powstają na nim przecudnej urody karby? Otóż gnieciony jest w kawałku techniki zaklętej pod nazwą modulator. Jest to układ, który wyposaża falę nośną w informację. Obrazowo mówiąc, fali nośnej zakłada siodło i jeździca na plecy. Z punktu widzenia elektroniki jest to układ mnożący. Na jedno wejście podaje się czyściutką falę nośną, na drugie – przebieg modulujący (czyli przebieg z mikrofonu). A na wyjściu mamy różne paskudztwa, w tym na pewno przebiegi o częstotliwościach równych sumie i różnicy obu częstotliwości wejściowych i zwykle także naszą falę nośną.

Przebiegi o częstotliwościach równych sumie częstotliwości nośnej i częstotliwości modulującej nazywamy górną wstęgą boczną, a przebiegi o częstotliwościach równych różnicy – dolną wstęgą boczną. Popatrz teraz na **rysunek 3**.

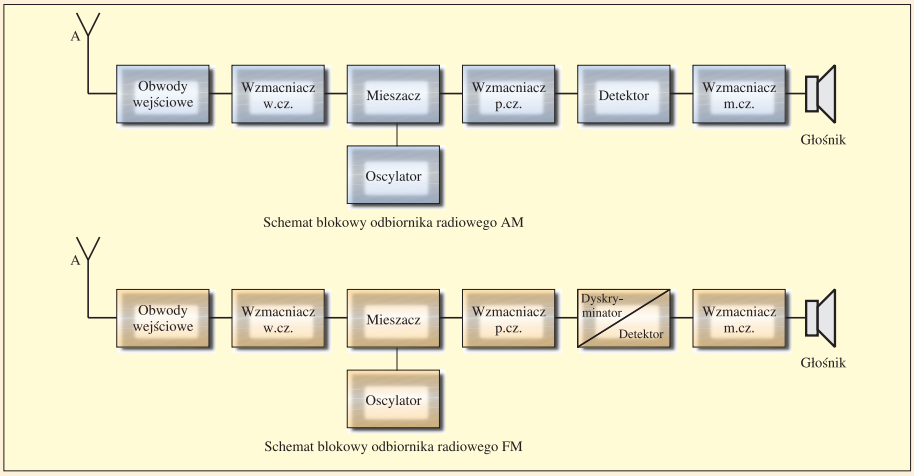
Nie będę ci tłumaczył, jak rozumieć pojęcie wstęgi. To jest troszkę trudniejsze, bo trzeba rozumieć pojęcie widma sygnału. Ale w tej chwili ważne jest coś innego: dwie wstęgi boczne są bliźniaczo podobne i jakby wzajemnie odwrócone. Przy odrobinie sprytu wystarczy przesłać tylko jedną wstęgę boczną i ona przeniesie całą potrzebną informację. Poza tym nie zawsze trzeba przesyłać przebieg nośny. Nawet jeżeli tego w tej chwili nie rozumiesz, zapamiętaj dwa poprzednie zdania. Przyda ci się to gdy będziemy zgłębiać tajniki telewizji.

I kolejna ważna informacja. Przebiegi akustyczne, które przesyłamy, to też drgania o częstotliwościach w granicach od dwudziestu do dwudziestu tysięcy drgań na sekundę, czyli 20Hz (herców) do 20kHz (kiloherców). Natomiast częstotliwość nośna musi być znacznie większa. Przykładowo częstotliwość nośna nadajnika programu I Polskiego Radia to 225kHz. Częstotliwości nośne w radiu CB to już około 27MHz – 27 milionów drgań na sekundę.

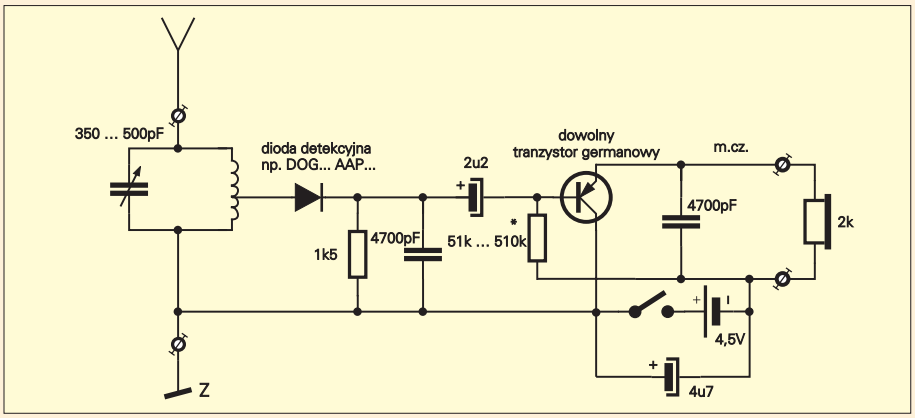
Można jeszcze dużo mówić o cudach i cudeńkach związanych z modulacjami, wspomnę tylko króciutko o modulacji FM i modulacji fazowej.

To też jest proste jak metr sznurka. Znów mamy nośną o jakiejś częstotliwości. Tym razem amplituda jest stała, a w takt sygnału z mikrofonu zmienia się c z ę s t o t l i w o ś ć. Tak, częstotliwość! I potem w odbiorniku membrana głośnika pulsuje właśnie w takt zmian częstotliwości. A jak się to robi? To już sprawa dyskryminatora, a nie twoja. Przy okazji użyję innego słowa, które ci się może źle skojarzyć. Dewiacja. Nie, nie, to elektroniczne pojęcie. Oznacza po prostu, na ile zmienia się częstotliwość nośna pod wpływem sygnału modulującego. Zapewne wiesz, że dzięki takiemu trochę dziwnemu sposobowi modulacji uzyskuje się jakość dźwięku znacznie lepszą, niż przy modulacji AM. Przekonaj się sam, na ile lepsza jest jakość audycji na tak zwanym „ukaefie" (UKF), gdzie wykorzystuje się modulację FM, od jakości stacji na falach długich i średnich pracujących z modulacją AM.

Przy okazji – ten cały UKF to częstotliwości mniej więcej 100MHz, ale są nadajniki i odbiorniki FM pracujace z częs-



Rys. 5. Blokowe schematy typowych odbiorników radiowych



Rys. 6. Archaiczny odbiornik radiowy

totliwościami nośnymi około 1000MHz (miliard drgań na sekundę).

Tyle o modulacji FM.

Natomiast wspomniana modulacja fazowa jest bliską kuzynką modulacji częstotliwościowej. To w sumie również jest dość proste. W modulacji fazowej i częstotliwość i amplituda są stałe. Zmienia się tylko faza. I to nie ciągle, tylko najczęściej skokowo. Wygląda na to, że znów wróciliśmy do telegrafu, ale nie do kropek i kresek, tylko zer i jedynek. Rzeczywiście, bo modulację fazową wykorzystuje się do transmisji danych cyfrowych. Mam nadzieję, że wiesz co to jest faza sygnału, bo jeśli nie, to nie zrozumiesz ostatniego akapitu. Niewielka strata. Nie będę cię katował szczegółowymi informacjami na temat modulacji fazowej, ale warto z grubsza wiedzieć, o co tam chodzi, bo ten wątek jeszcze się pewnie pojawi w EdW.

A teraz wracamy do pudełka po butach. Pierwsze odbiorniki były naprawdę proste. Potem zaczęły się komplikować. Nie będę tu opowiadał o odbiornikach detektorowych, o bezpośrednim wzmocnieniu, superreakcyjnych i innych. Na rysunku 5 możesz obejrzeć schematy blokowe typowego odbiornika AM i FM, odbiornika superheterodynowego. Naprawdę jest takie słowo.

W każdym razie, żeby głośnik mógł grać, musi być podłączony do wzmacniacza mocy. I jest. I dlatego gra. Ale żeby ten nasz ukochany głośnik grał, to do wzmacniacza mocy musi być podany jakiś sygnał, który będzie wzmacniany, aby nam głośno grało. I jest taki sygnał. Wzięty z detektora. Dlatego gra. A skąd się nam ten sygnał w detektorze wziął? Odpowiedzmy: otóż przywlókł się był on ze wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Ale dlaczego on się tam, w tym ... no... jak mu tam... wzmacniaczu pośredniej częstotliwości w ogóle znalazł? Odpowiedź jest prościutka. Bo trafił do tego naszego wzmacniacza pośredniej częstotliwości z mieszacza. Pytasz mnie, co to takiego ten mieszacz? Już spieszę z wyjaśnieniem. Jest to taki kawałek radia, gdzie trafia sygnał z oscylatora i ze wzmacniacza wielkiej częstotliwości. I gdzie te dwa sygnały są ze sobą mieszane, czyli robi się tam takiego elektronicznego kogla-mogla. A oscylator to takie miejsce we wnętrzu radia, gdzie jest wytwarzany sygnał, który następnie staje się jednym ze składników wspomnianego właśnie przed chwileczką kogla-mogla. Ten kogel-mogel, czyli sygnał pośredniej częstotliwości w typowym odbiorniku AM ma częstotliwość 465 kHz, a w odbiorniku FM – 10,7 MHz. Nierozważnie wspomniałem już o wzmacniaczu wielkiej częstotliwości, więc znasz już młody człowieku następną część radioodbiornika gdzie, jak sama nazwa wskazuje, jest wzmacniany sygnał wielkiej częstotliwości. A trafia on do niego wprost z obwodów wejściowych i anteny. I to już jest całe radio. Calutkie. Proste? Jasne, że proste. Nie wspomniałem co prawda o zasilaczu, który daje nam zasilanie obwodów, dzięki którym możemy słuchać muzyki, albo nawet i wiadomości. Ale jest to rzecz tak oczywista, że o niej w ogóle nie będziemy mówić. Mam nadzieję, że dzięki temu krótkiemu szkicowi, znasz już doskonale budowę radia.

A teraz chciałbym ci coś zaproponować. Co byś powiedział na drobny konkursik? Na pewno słyszałeś określenie „na falach eteru", stosowane nierozerwalnie w odniesieniu do audycji radiowych. Świadomie nie używałem tego zwrotu w dzisiejszym artykule, choć jest to określenie czysto radiowe. Poproszę o listy z odpowiedzią, dlaczego radiowcy używają tego zwrotu. Skąd się wziął? Najciekawsze prawidłowe odpowiedzi zostaną nagrodzone (i być może opublikowane).

Tymczasem przypatrz się schematowi odbiornika detektorowego z rysunku 6 i w wolnym czasie spróbuj go wykonać. Schemat ten powinieneś traktować z należnym pietyzmem, gdyż pochodzi ze starodawnej elektronicznej książki.

Nie mam co prawda bladego pojęcia, skąd weźmiesz tranzystor germanowy. Ale to twój problem. Zastosowana cewka może być dowolną antenową cewką długo- lub średniofalową z jakiegokolwiek odbiornika radiowego. Odczep na cewce długofalowej powinien być wykonany na 1/10 ilości zwojów, licząc od uziemionego końca, a przy średniofalowej – na 1/15. Antena powinna mieć długość 20-30 metrów. Nie zapomnij o uziemieniu.

A kiedy już odbiornik ten, lub podobny, zrobisz i słuchawkę do ucha przyciśniesz, będziesz się czuł jak pionier radiofonii szukający wśród szumu i trzasków, tego jednego sygnału, który przeniesie cię i otworzy świat wyobraźni dostępny tylko tym, którzy słuchają radia.

I przypominam o konkursie „na falach eteru". Czekam na odpowiedzi. Nagrody już są przygotowane.

Arkadiusz Bartold

Mikrokontrolery? To takie proste...

Część 13
Układ przerwań i układ czasowo-licznikowy

Dzisiejszy odcinek klasy mikroprocesorowej to pierwsze „po okrągłym roku" spotkanie z Wami. Tak moi drodzy, spotykamy się już tak długo. Jak wynika z listów które otrzymuję od Was, materiał z 12-tu miesięczników, średnio po 10 stron co daj ponad 100 stron materiałów, większości z Was wystarczył aby do tej pory pochwalić się pierwszymi prostymi, aczkolwiek funkcjonalnymi programikami na 8051. Mniej więcej połowa jednak ma nadal pewne problemy, bądź to z pisaniem listingów, bądź ich kompilacją (roczniacy) lub nawet z poprawnym uruchomieniem komputerka edukacyjnego który opisałem 9 m-cy temu na łamach EdW. Podejrzewam, że gdybyśmy wszyscy spotykali się w jednej sali (tak jak w szkole) na zajęciach z programowania, wszyscy z pewnością byliby zadowoleni. Musimy zdać sobie jednak sprawę, że nauka programowania mikrokontrolerów (nie tylko 8051) jest tematem dość złożonym, i wymaga nie tylko cierpliwości, lecz także nieco wysiłku w samodzielnym myśleniu i sięganiu po dodatkową literaturę związaną nie tylko z tematem mikroprocesorów, ale i techniką cyfrową w szczególności.

Namawiam więc wszystkich, was drodzy Czytelnicy do korzystania takiego sposobu nauki, w którym przewodnikiem może być publikowany w EdW cykl, który opracowuję co miesiąc specjalnie dla Was.

A tak na marginesie mam nadzieję, że 13-ty odcinek szkoły mikroprocesorowej nie będzie pechowy, i tym optymistycznym akcentem zapraszam więc do lektury.

W poprzednim odcinku w praktyczny sposób omówiłem port szeregowy mikrokomputera 8051 oraz sposoby transmisji danych poparte prostymi listingami.

Dzisiaj przypomnimy sobie wiadomości na temat omawianych wcześniej układów czasowo-licznikowych oraz układu przerwań procesora. Teraz kiedy zapoznaliście się z językiem procesora, będzie mi łatwiej pokazać w praktycznych przykładach sposób obsługi przerwań i liczników mikrokontrolera.

Układ przerwań

W jednym z pierwszych odcinków szkoły mikroprocesorowej, przy okazji omawiania końcówek mikroprocesora, podałem przykład – porównanie systemu przerwań mikroprocesora do sytuacji z życia codziennego. Wspominałem że sama nazwa „przerwanie" doskonale odzwierciedla sposób i znaczenie tego układu dla pracy całego mikroprocesora. Jeżeli nie pamiętasz, z czym się „je" temat układu przerwań, radzę przypomnieć sobie ten artykuł. Przejdźmy zatem do konkretów.

W układzie mikrokontrolera 8051 istnieje kilka źródeł przerwań. „Źródeł", czyli dosłownie mówiąc podukładów mikroprocesora, które mogą generować przerwania. I tak np. weźmy omawiany w poprzednim odcinku port szeregowy. Opisywałem, jak w prosty sposób można np. odebrać znak z portu szeregowego. Pamiętasz, że podałem dwa przykłady. Pierwszy – mniej doskonały polegał na ciągłym sprawdzaniu flagi RI – odbioru znaku, i jeżeli stwierdzaliśmy, że flaga ta została przez procesor ustawiona, to znaczy że odebrano znak, który znajduje się w rejestrze SBUF i jest gotowy do odczytania. Wadą tego sposobu był fakt niekończącego oczekiwania na nadejście bajtu danych z urządzenia zewnętrznego dołączonego do portu szeregowego. Procesor po prostu nie robił nic innego jak tylko czekał na przyjęcie znaku z portu.

Drugi sposób wprowadzał tzw. błąd przeterminowania, kiedy to np. przy braku nadejścia znaku z portu szeregowego, procesor po określonym w programie przez nas) czasie przerywał wykonywanie procedury czekania na znak z UART-a, i powracał do programu głównego sygnalizując błąd przeterminowania.

A gdyby tak w pewnych przypadkach dało się uniezależnić odbiór znaków portu szeregowego (szczególnie wtedy gdy nadchodzą one w nieokreślonych przedziałach czasowych) od wykonywania pętli głównej programu?

Otóż tu z pomocą może przyjść system przerwań mikrokontrolera. Ano wyobraźmy sobie sytuację, kiedy program główny wykonuje pewne określone przez nas czynności, natomiast port szeregowy jest ustawiony w taki sposób, że w momencie kiedy zostaje odebrany znak z UART u, procesor automatycznie przerywa wykonywanie programu i wykonuje skok do tzw. „procedury (podprogramu) obsługi przerwania z portu szeregowego". Po wykonaniu tej procedury – napisanej oczywiście przez programistę i kończącej się instrukcją

RETI

program powraca do kolejnej instrukcji pętli głównej która następuje po tej przy której nastąpiło przerwanie.

A co się dzieje w podprogramie obsługi przerwania? Co nam przyjdzie do głowy, czyli przede wszystkim przepisanie danej z rejestru SBUF do innego rejestru, z obszary wewnętrznej pamięci danych procesora, aby nie stracić cennego znaku, kiedy przyjdzie następny (i SBUF zostanie ponownie zmieniony).

To tylko ilustracja wykorzystania systemu przerwań do wspomożenia pracy programu mikroprocesora.

Przejdźmy jednak od szczegółowego omówienia źródeł wszystkich przerwań w mikrokontrolerze 8051 i sposobów ich wykorzystania w naszych programach.

Układ przerwań procesora może przyjmować zgłoszenia następujących przerwań:

- zewnętrzne: z wejść /INT0 i /INT1 (piny P3.2 – 12, P3.3 – 13) (2 przerwania)
- z portu szeregowego (jedno przerwanie)
- z układu licznikowego: przepełnienie licznika T0, lub T1 oraz w przypadku procesora 80C52 – z układu licznikowego T2 (dwa przerwania dla 8051)

Zanim przejdziemy do omówienia każdego ze źródeł przerwań powinniśmy sobie uzmysłowić fakt istnienia tzw. znaczników każdego z przerwań. Znacznik fizycznie jest pojedynczym bitem zawartym w kilku rejestrach SFR procesora. W przypadku początkowym znacznik danego przerwania jest wyzerowany – do bitu wpisane jest zero. W przypadku ustawienia znacznika przerwania (wpisania do niego jedynki) następuje zgłoszenie przerwania. Wyzerowania znacznika to anulowanie zgłoszenia. Każde z wymienionych przerwań posiada własny znacznik zgłoszenia przerwania. Znaczniki przerwań są ustawiane automatycznie przez procesor w momencie wystąpienia warunku nadejścia przerwania, i tak dla poszczególnych źródeł będą to:

- /INT0, /INT1 : opadające zbocze sygnału na tym wejściu (lub poziom niski)
- zakończenie odbioru lub nadawania znaku przez UART
- przepełnienie licznika T0 lub T1 (zmiana zawartości z 0FFFF na 0000h)

Ponieważ jednocześnie w programie może pracować kilka układów generujących przerwania, a same przerwania czasem nie są nam potrzebne, istnieje specjalny rejestr w obszarze SFR o nazwie IE (ang. „Interrupt Enable" – zezwolenie na przerwanie), dzięki któremu możemy uaktywniać lub blokować generowanie wybranych przerwań. Poszczególne bity tego rejestru odpowiadają za generowanie przerwania od określonego podbloku mikrokontrolera, a dodatkowo najstarszy bit tego rejestru pozwala na bezwarunkowe wyłączenie systemu przerwań. Bity te często nazywa się maskującymi, co w praktyce oznacza, że wpisanie do niego jedynki powoduje uaktywnienie danej funkcji bitu, wyzerowanie zaś – to zablokowanie.

Oto rejestr IE (adres w SFR A8h) i znaczenie jego poszczególnych bitów:

bity:	AFh	AEh	ADh	ACh	ABh	AAh	A9h	A8h	
A8h	**EA**	**-**	**ET2**	**ES**	**ET1**	**EX1**	**ET0**	**EX0**	**IE**
	7	6	5	4	3	2	1	0	

EA (bit IE.7, adres: AFh) – bit aktywacyjny systemu przerwań (=0 wszystkie przerwania są zablokowane, =1 odblokowane są te przerwania, których bit jest ustawiony)
bit IE.6 o adresie AEh jest nie wykorzystany
ET2 (bit IE.5, adres: ADh) – tylko w 80C52 (8052) bit maskujący przerwanie z licznika T2
ES (bit IE.4, adres: ACh) – bit maskujący przerwanie z portu szeregowego
ET1 (bit IE.3, adres: ABh) – bit maskujący przerwanie z licznika T1
EX1 (bit IE.2, adres: AAh) – bit maskujący przerwanie z wejścia /INT1
ET0 (bit IE.1, adres: A9h) – bit maskujący przerwanie z licznika T0
EX0 (bit IE.0, adres: A8h) – bit maskujący przerwanie z wejścia /INT0

Czyli jeżeli np. chcemy uaktywnić przerwanie z wejścia zewnętrznego INT1, należy wykonać instrukcje:

```
SETB    EX1     ;uaktywnienie przerwania z INT1
SETB    EA      ;globalne odblokowanie przerwań
```

W przypadku chęci uaktywnienia kilku przerwań np. z licznika T0 i układu transmisji szeregowej UART, można wykonać następujące operacje:

```
SETB    ET0     ;uaktywnienie przerwania od T0
SETB    ES      ; uaktywnienie przerwania od UART a
SETB    EA      ;globalne odblokowanie przerwań
```

Ponieważ wszystkie bity maskujące przerwania znajdują się w jednym rejestrze, można w/w instrukcje zapisać jako jedną:

```
MOV     IE, #10010010b
```

prawda, że proste. W praktyce jeżeli chcemy np. na jakiś czas wyłączyć jakieś przerwanie np. od licznika T0 wystarczy wykonać instrukcję:

```
CLR     ET0     ;zablokowanie przerwania od T0
```

Jeżeli zaś zachodzi potrzeba zablokowania całego systemu przerwań można tego dokonać wyzerowując bit EA za pomocą instrukcji :

```
CLR     EA
        lub
ANL     IE, #7Fh  ;7Fh = 01111111b
```

Ten pierwszy sposób, kiedy operujemy na bitach jest bardziej czytelny, dlatego polecam go w praktyce.

Ważną informacją jest fakt, że po resecie procesora rejestr IE jest wyzerowany, co oznacza że wszystkie przerwania są zablokowane (EA=0) oraz dodatkowo maski wszystkich przerwań są także zablokowane (IE.5 – IE.0 = 0).

Ze względu na fakt że przerwania nie są przeważnie generowane rozmyślnie poprzez instrukcje programisty (a jak?... to proste przecież poprzez ustawienie jednego ze znaczników przerwań – o tym za chwilę) ale przez podbloki wykonawcze procesora, zatem może się zdarzyć sytuacja, kiedy to w jednej chwili nadejdą dwa lub więcej przerwania – np. w tej samej chwili na wejściu INT1 pojawi się stan niski (generując przerwanie od /INT1) oraz przepełni się licznik T0 (generując przerwanie od T0), i co wtedy, czy nie nastąpi zatem jakiś konflikt? Otóż nie. Okazuje się bowiem, że projektanci mikrokontrolerów 8051 i pochodnych pomyśleli o takiej sytuacji i ustalili, że każde przerwanie procesor posiada odpowiedni **priorytet**. To bardzo ważne słowo i dlatego warto je dobrze zapamiętać.

Priorytet danego przerwania nad innym, w praktyce to znaczy, że w przypadku kiedy zajdzie przypadek jak przedstawiony powyżej, kiedy w jednej chwili zachodzą dwa różne przerwania, to w pierwszej kolejności zostanie przyjęte przerwanie o wyższym priorytecie i wykonana zostanie stosowna dla niego procedura obsługi przerwania (czyli nic innego jak kawałek napisanego przez ciebie programu zakończony instrukcją RETI). Przerwanie drugie – o niższym priorytecie będzie jak gdyby „czekać na swoją kolej", a kiedy ta przyjdzie, zostanie ono przyjęte i wykonana zostanie procedura obsługi tegoż drugiego przerwania (także zakończona instrukcją RETI).

I tak ze względu na to że mamy w procesorze 8051 pięć (w 8052 sześć) źródeł przerwań, każde z nich posiada odpowiedni priorytet, i tak w kolejności od najmniejszego priorytetu do największego jest:
ET2, ES, ET1, EX1, ET0, EX0, czyli
najmniej uprzywilejowanym jest przerwanie od licznika T2 (w 8052), dalej w kolejności (jak w rejestrze IE) większy priorytet ma przerwanie z portu szeregowego UART, dalej od licznika T1, z wejścia INT1, wreszcie od licznika T0, a najbardziej uprzywilejowanym jest przerwanie z wejścia /INT0.

Ktoś zapyta, a co się stanie, jeżeli nadchodzi przerwanie np. z wejścia INT1 i rozpoczęte zostaje wykonywanie procedury obsługi przerwania dla tego wejścia, a w czasie jej trwania nadchodzi przerwanie o wyższym priorytecie np. z wejścia INT0?. A no wtedy procedura obsługi przerwania z INT1 zostaje natychmiast przerwana i procesor skacze do procedury obsługi przerwania z wejścia INT0. Kiedy ją skończy, powraca (skacze) do miejsca skąd nastąpił skok gdy nadeszło przerwanie o wyższym priorytecie i program toczy się dalej, prawda że logiczne rozwiązanie. Jak nad tym wszystkim zapanować tak, aby program nie „poszedł w maliny", opowiem za chwilę.

„...No dobrze, już wiem, o co chodzi z tym priorytetem przerwań, ale przecież może zajść przypadek, kiedy mam taki układ elektroniczny, w którym zastosowany procesor musi wykorzystywać przerwania z nieco inną kolejnością priorytetów, i co wtedy? Czy jestem skazany na ustaloną kolejność priorytetów przerwań? Odpowiedź brzmi nie. Otóż istnieje dodatkowy specjalny rejestr tzw. priorytetów przerwań o nazwie IP (ang. „Interrupt Priority" – priorytet przerwania). Znajduje się on pod adresem B8h jak się zapewne domyślasz w obszarze SFR procesora. Dzięki niemu można zmieniać priorytety poszczególnych przerwań wymienionych wcześniej, powodując że dane przerwanie mające dotąd niższy priorytet może uzyskać wyższy, dzięki odpowiedniemu ustawieniu bitów w rejestrze priorytetu IP. Oto szczegółowe znaczenie poszczególnych bitów tego rejestru:

bity:	BFh	BEh	BDh	BCh	BBh	BAh	B9h	B8h	
B8h	**-**	**-**	**PT2**	**PS**	**PT1**	**PX1**	**PT0**	**PX0**	**IP**
	7	6	5	4	3	2	1	0	

bity IP.7 i IP.6 – nie wykorzystane
PT2 (bit IP.5, adres: BDh) – bit priorytetu przerwania z licznika T2 (tylko w 80C52,8052
PS (bit IP.4, adres: BCh) – bit priorytetu przerwania z portu szeregowego.
PT1 (bit IP.3, adres BBh) – bit priorytetu przerwania z licznika T1
PX1 (bit IP.2, adres BAh) – bit priorytetu przerwania z wejścia /INT1
PT1 (bit IP.3, adres BBh) – bit priorytetu przerwania z licznika T1
PX1 (bit IP.2, adres BAh) – bit priorytetu przerwania z wejścia /INT1
PT0 (bit IP.1, adres B9h) – bit priorytetu przerwania z licznika T0
PX0 (bit IP.0, adres B8h) – bit priorytetu przerwania z wejścia /INT0

I tak ustawienie jednego z bitów powoduje ustawienie danego przerwania na wyższym poziomie i odwrotnie, wyzerowanie danego bitu powoduje ustawienie niższego priorytetu danego przerwania. W przypadku kiedy ustawimy wyższy priorytet kilku przerwań na raz, o kolejności wykonywania poszczególnych procedur obsługi przerwań decyduje ustalona wcześniej kolejność dla przypadku kiedy wszystkie bitu rejestru IP są równe 0. Warto zatem powiedzieć sobie, że podprogram (procedura) obsługi przerwania z umieszczonego na najwyższym poziomie jest nieprzerywalna. W przypadku np. kiedy IP=0, będzie to przerwanie z wejścia /INT0.

Po resecie procesora podobnie jak w przypadku rejestru IE, wszystkie bity rejestru IP są wyzerowane (IP=0).

"...No dobrze ale co fizycznie zachodzi, kiedy nadchodzi przerwanie, i o co chodzi z tą procedura obsługi przerwania? Oto wyjaśnienie.

Otóż kiedy zajdzie warunek przerwania (kiedy znacznik danego przerwania zostaje ustawiony), np. kiedy nadejdzie zbocze opadające na wejściu /INT1, przy ustawionym bicie EX1 oraz uaktywnionym systemie przerwań (EA=1) procesor wykona następujące operacje

– po pierwsze: sprawdzi czy nie jest wykonywana akurat procedura obsługi przerwania o wyższym priorytecie lub czy jednocześnie nie nadeszło przerwanie o wyższym priorytecie z innego źródła
– po drugie (jeżeli nie zdarzy się warunek z pierwszego): wyzeruje znacznik zgłoszenia przyjętego przerwania. I tu wyjątek, nie są bowiem automatycznie zerowane znaczniki przerwań: z portu szeregowego TI – przy wysłaniu znaku, RI – przy nadejściu znaku, oraz z licznika T2 w przypadku procesora 8052/C52.
– po trzecie: procesor zapisze na stosie zawartość 16-bitowego licznika rozkazów PC
– i po czwarte : procesor automatycznie wpisze do licznika rozkazów PC ustalony fabrycznie adres początku programu (procedury) obsługi danego przerwania, oto te adresy dla poszczególnych przerwań:

0003h – dla przerwania z wejścia /INT0
000Bh – dla przerwania z licznika T0
0013h – dla przerwania z wejścia /INT1
001Bh – dla przerwania z licznika T1
0023h – dla przerwania z portu szeregowego
oraz dodatkowo w procesorach 8052/C52
002Bh – dla przerwania z licznika T2

Jak zauważyliście, przytoczone adresy są ustalone fabrycznie a oddalone od siebie dokładnie o 4 bajty. Dlaczego akurat o cztery, zaraz się okaże. W każdym razie zanim to wyjaśnię, spróbuję oswoić Was przy tej okazji z określeniem takiej struktury adresów, które obowiązuje nie tylko w nazewnictwie związanym z 8051, ale wszystkimi układami mikroprocesorowymi, a mianowicie nazwą: **tablicy wektorów przerwań**.

Tablicy – bo poszczególne adresy oddalone dodatkowo równo od siebie (o 4 bajty) mogą kojarzyć się z tablicą

Wektorów – bo ze względu na tylko 4 bajty przeznaczone na podprogram, fizycznie nie zapiszemy w tym miejscu podprogramu, a jedynie wpiszemy wskaźnik (wektor) pokazujący gdzie w programie (pod jakim adresem) znajduje się właściwa procedura obsługi danego przerwania.

Przerwań – bo oczywiście cały zwrot dotyczy przerwań.

„...Co oznaczają te adresy, i jak je wykorzystać?" Otóż jak zapewne pamiętacie po resecie procesora licznik rozkazów jest wyzerowany, co oznacza że procesor rozpoczyna wykonywanie programu od adresu 0000h.

Z drugiej strony zauważcie, że pomiędzy adresem 0000h a adresami procedur obsługi przerwań znajdują się zawsze 4 bajty na... program, czy to aby nie za mało? Otóż nie!

Istnieje przecież w liście rozkazów mikrokontrolera 8051 instrukcja skoku bezwzględnego pod wskazany adres. Jest to LJMP, czasem AJMP (SJMP)

Aby zbytnio nie namieszać Wam w głowach posłużę się przykładem.

Załóżmy że chcemy napisać program, w którym wykorzystamy dwa źródła przerwań: pierwsze z wejścia /INT0 drugie z licznika T1.

Generalnie zatem program będzie składał się z:
– instrukcji pętli głównej programu
– oraz dwóch procedur (podprogramów) obsługi przerwań: pierwsza dla wejścia /INT0, druga dla licznika T1. Podprogramy z reguły są ciągiem minimum kilku instrukcji, które przecież nie zmieszczą się w 4 bajtach! Użyjemy więc wektorów „przekierowujących" program z tablicy wektorów przerwań do właściwego miejsca w programie gdzie znajduje się właściwy dla danego przerwania podprogram.

Przykładowy listing takiego programu mógłby wyglądać następująco:

```
;początek programu
   ORG          0000h     ;początek wykonywania programu
   LJMP         START     ;skocz do etykiety początku programu
                          ;głównego
;tablica wektorów przerwań
   ORG          0003h     ;pod adresem 0003h umieszczam
   LJMP         intEX0    ;wektor – czyli instrukcję skoku do
                          ;procedury intEX0
   ORG          001Bh     ;a pod adresem 001Bh umieszczam
   LJMP         intT1     ;wektor do procedury obsługi
                          ;przerwania od T1
;właściwy początek pętli głównej programu
START:
   .....                  ;instrukcje inicjujące (początkowe)
   SETB         EX0       ;uaktywnienie przerwania z /INT0
   SETB         ET1       ;uaktywnienie przerwania z T1
   SETB         EA        ;globalne odblokowanie przerwań
   .....                  ;inne instrukcje pętli głównej
   .....
   .....
;tu początek podprogramu obsługi przerwania z /INT0
intEX0:
   .....                  ;instrukcje dotyczące
   .....                  ;procedury w przypadku
   .....                  ;nadejścia przerwania z /INT0
   reti
intT1:
   .....                  ;instrukcje dotyczące
   .....                  ;procedury w przypadku
   .....                  ;nadejścia przerwania z T1
   reti

   END                    ;koniec programu
```

Tak więc jak widać z przytoczonego listingu w tablicy wektorów przerwań umieszczone zostały jedynie skoki bezwzględne dla każdego z przerwań do miejsc w programie gdzie rozpoczynają się właściwe procedury ich obsługi.

W praktyce w zależności od rozmiarów kodu programu można użyć także instrukcji AJMP ale tylko kiedy wszystkie podprogramy znajdują się w pierwszych 2 kilobajtach kodu programu (czyli o adresach: 0000h....07FFh). Można także umieszczać podprogramy obsługi przerwań w różnych miejscach pamięci programu w stosunku do pętli głównej np. przed nią (w naszym przykładzie przed etykieta START). Czasami, w przypadku kiedy rozmiar dostępnej pamięci programu jest dość krytyczny – (brakuje nam pamięci) aby nie marnować drogocennych bajtów, można także zrezygnować ze skoku typu LJMP, i rozpocząć procedurę obsługi przerwania od adresu z tabeli wektorów przerwań. Oczywiście dotyczy to przypadku, kiedy wspomniane przerwanie albo jest jedyne w uaktywnionych w systemie, albo jest na ostatnim miejscu w tabeli wektorów przerwań. W przypadku naszego przykładu listing mógłby wyglądać następująco:

```
;początek programu
   ORG          0000h     ;początek wykonywania programu
   LJMP         START     ;skocz do etykiety początku programu
                          ;głównego
;tablica wektorów przerwań
   ORG          0003h     ;pod adresem 0003h umieszczam
   LJMP         intEX0    ;wektor – czyli instrukcję skoku do
                          ;procedury intEX0
   ORG          001Bh     ;a tu zaczyna się procedura obsługi
                          ;przer. od T1
intT1:
   .....                  ;instrukcje dotyczące
   .....                  ;procedury w przypadku
   .....                  ;nadejścia przerwania z T1
   reti
;właściwy początek pętli głównej programu
START:
   .....                  ;instrukcje inicjujące (początkowe)
   SETB         EX0       ;uaktywnienie przerwania z /INT0
   SETB         ET1       ;uaktywnienie przerwania z T1
   SETB         EA        ;globalne odblokowanie przerwań
   .....                  ;inne instrukcje pętli głównej
   .....
   .....
;tu początek podprogramu obsługi przerwania z /INT0
intEX0:
   .....                  ;instrukcje dotyczące
   .....                  ;procedury w przypadku
   .....                  ;nadejścia przerwania z /INT0
   reti
   END                    ;koniec programu
```

Oczywiście w zasadzie etykieta intT1 jest w tym przypadku zbędna, informuje jedynie o tym że w tym miejscu zaczyna się procedura obsługi przerwania od licznika T1.

Można by oczywiście przerzucić procedurę intEX0 w miejsce pomiędzy instrukcję kończąca procedurę intT1 a etykietę START, w praktyce najczęściej nie ma to żadnego znaczenia.

Program obsługi przerwania musi być zakończony instrukcją RETI. Do tej instrukcji nie zostanie przyjęte zgłoszenie żadnego przerwania z poziomu równego (tego samego) lub niższego. Wreszcie kiedy procesor wykona instrukcję kończącą podprogram przerwania (RETI) odtwarzany jest ze stosu adres powrotu sprzed wywołania i wpisany do licznika rozkazów PC procesora, po czym program główny toczy się dalej.

Jeżeli chodzi o znaczniki zgłoszenia przerwań to można je „wyłowić" z wkładki z EdW nr 11/97, gdzie znajduje się skrócony opis wszystkich rejestrów SFR procesora. Oto one:

a) z wejścia /INT0: bit IT0 (adres: 88h) w rejestrze TCON (88h)
b) z wejścia /INT1: bit IT1 (adres: 8Ah) w rejestrze TCON (88h)
c) z licznika T0: bit TF0 (adres: 8Dh) w rejestrze TCON (88h)
d) z licznika T1: bit TF1 (adres: 8Fh) w rejestrze TCON (88h)
e) z portu szeregowego: bit TI w przypadku nadania znaku (adres: 99h) oraz bit RI w przypadku odbioru znaku z portu (adres: 98h) z rejestru SCON (98h)
f) z licznika T2: bit TF2 (adres: CFh) – dla przepełnienia licznika T2 oraz bit EXF2 (adres: CEh) – przy wykryciu opadającego zbocza sygnału na tym wejściu (P1.1 w 8052/C52), oba znaczniki z rejestru sterującego praca licznika T2 – T2CON (C8h).

Ponieważ sprawą układu czasowo-licznikowego zajmę się w drugiej części artykułu, pozostaje mi do omówienia kilka dodatkowych informacji dotyczących obsługi i generowania przerwań zewnętrznych z wejść /INT0 i /INT1.

I tak na wstępie ważna informacja: przerwania te mogą być zgłaszane opadającym zboczem sygnału na tym wejściu (zmiana z poziomu logicznego H na L) lub poziomem niskim sygnału. Wybór należy do programisty i może być zmieniany za pomocą odpowiedniego rejestru, ale o tym za chwilę.

W praktyce różnica pomiędzy tymi dwoma typami zgłaszania przerwań polega na tym, że:

– w przypadku zgłoszenia przerwania opadającym zboczem: procedura zostanie wywołana tylko jeden raz, nawet jeżeli pierwsze jej wywołanie zostanie zakończone (instrukcja RETI) a stan na wejściu /INTx po jej zakończeniu nadal jest niski.
– w przypadku zgłoszenia przerwania poziomem niskim: poziom na wejściu /INTx powinien zmienić się znowu na wysoki przed zakończeniem procedury obsługi przerwania (przed instrukcją RETI) w przeciwnym przypadku procedura obsługi zostanie wywołana ponownie.

A oto wspomniany rejestr kontrolujący przerwania zewnętrzne: TCON (adres: 88h). Starsze 4 bity z tego rejestru obsługują układy czasowo licznikowe, toteż omówieniem ich zajmę się za chwilę.

bity:	8Fh	8Eh	8Dh	8Ch	88h	8Ah	89h	88h	
88h	TF1	TR1	TF0	TR0	**IE1**	**IT1**	**IE0**	**IT0**	**TCON**
	7	6	5	4	3	2	1	0	

Bity dotyczące wejść /INT0 i /INT1 procesora:

IE1 (bit TCON.3, adres: 8Bh) – znacznik zgłoszenia przerwania na wejsciu /INT1. Jest ustawiany sprzętowo po wykryciu zgłoszenia. Zerowany automatycznie przy przyjęciu przerwania (przy wejściu do procedury obsługi)

IT1 (bit TCON.2, adres: 8Ah) – bit sterujący sposobem zgłoszenia przerwania na wejściu /INT1: opadającym zboczem (IT1=1) lub poziomem niskim (IT1=0) sygnału zewnętrznego

IE0 (bit TCON.1, adres: 89h) – znacznik zgłoszenia przerwania na wejsciu /INT0. Jest ustawiany sprzętowo po wykryciu zgłoszenia. Zerowany automatycznie przy przyjęciu przerwania (przy wejściu do procedury obsługi)

IT0 (bit TCON.0, adres: 88h) – bit sterujący sposobem zgłoszenia przerwania na wejściu /INT0: opadającym zboczem (IT0=1) lub poziomem niskim (IT0=0) sygnału zewnętrznego

Analizując sposób zgłaszania przerwań zewnętrznych nie sposób nie powiedzieć w jaki sposób fizycznie procesor rejestruje zajście zgłoszenia przerwania. Czy np. wejścia /INTx mają na wejściu jakieś przerzutniki? Otóż nie. Procesor w pewnych okresach każdego cyklu maszynowego próbkuje stan wejść /INTx, i jeżeli w dwóch kolejnych cyklach stwierdzi zmianę stanu z 1 na 0 oznaczało to będzie że nastąpił warunek zgłoszenia przerwania. Dokładne zależności czasowe pomiędzy fizyczną zmianą poziomu na wejściu przerywającym /INTx a zgłoszeniem przerwania można znaleźć w katalogach procesorów 8051 różnych producentów (Philips, Atmel, itp.)

Ponieważ w praktyce rzadko zachodzi potrzeba takiej analizy, nadmienię, żeby wobec braku sprzętowych „przerzutników rejestrujących" opadające zbocza na wejściach /INTx, każdy z sygnałów przerywających (generowanych na końcówkach /INTx) trwał co najmniej przez 12 taktów zegarowych procesora.

W praktyce oznacza to, że np. w przypadku procesora pracującego z kwarcem 12MHz najkrótsza jedynka i zero generowana na tym wejściu (przez układ zewnętrzny) wystarczająca jednakże do wywołania przerwania w programie procesora, powinna trwać nie mniej niż 1 us (mikrosekundę – każdy poziom)

W sumie wyszło nam, że można już łapać ujemne impulsy o czasie trwania 1 us (poziom niski).

Z pewnością niektórzy z czytelników odwrócą sytuację i stwierdzą, że przerwanie /INTx można teoretycznie generować przy takim kwarcu prawie 500 000 razy na sekundę (500kHz), tylko po co?

Zresztą gdyby ktoś np. uaktywnił przerwanie np. /INT0 i do tego wejścia /INT0 dołączyć generator przebiegu TTL o takiej częstotliwości, to program procesora w praktyce „zwariowałby", bowiem co chwilę wywoływana był procedura obsługi przerwania z INT0, i nic innego w programie nie byłoby wykonywane. Dlatego pamiętając o tym należy rozsądnie wybierać zastosowania układu przerwań zewnętrznych pamiętając także o występujących tu ograniczeniach.

Na koniec omawiania układu przerwań nie można zapomnieć o praktycznej wskazówce dotyczącej pisania procedur obsługi przerwań. I tak przypomnijmy sobie stwierdzenie, mówiące że procedura obsługi przerwania rozpoczyna się w chwili nadejścia przerwania. Ponieważ generowanie przerwania zazwyczaj zależy od mniej lub bardziej złożonych czynników zewnętrznych, i nie jest z reguły przewidywalne w programie, może nastąpić sytuacja tzw. gubienia zawartości rejestrów roboczych (np. akumulatora) po wykonaniu procedury obsługi przerwania.

Wyobraźmy sobie sytuację, kiedy to procesor spokojnie i „sielankowo" wykonuje napisany przez ciebie program główny i np. w tej chwili próbuje dodać dwie liczby znajdujące się w rejestrach A i B, po czym będzie chciał wypisać je na wyświetlaczu naszego komputerka edukacyjnego korzystając ze standardowej procedury A2HEX (dla uproszczenia przyjmujemy wypisanie wyniku bez najstarszego bitu wyniku umieszczonego w C).

Aby to wykonać zapewne posłuży się instrukcjami:

```
MOV   A, #składnik1     ;załadowanie składnika     (1)
ADD   A, #składnik2     ;i dodanie składnika 2     (2)
MOV   B, #1             ;na 1-szej pozycji         (3)
LCALL A2HEX             ;wypisz zawartość Acc      (4)
.....                   ;i rób cos dalej           (5)
```

W nawiasach podano numery linii.

Popatrzmy, niech no wykonane zostaną instrukcje z linii (1) i (2) oraz (3), w tym momencie, przed wykonaniem linii (4), kiedy wypisany zostaje wynik, następuje zgłoszenie jakiegoś przerwania (obojętne jakiego) o program automatycznie skacze do odpowiedniego wskaźnika z tablicy wektorów przerwań, a z tamtą prawdopodobnie w inne miejscy programu, gdzie znajduje się właściwa dla danego zdarzenia procedura obsługi przerwania.

Dla przykładu powiedzmy, że procedura ta wykonuje pewne obliczenia i operacje na rejestrach, w tym m.in. na akumulatorze, np.

```
intT2:
   MOV   A, LICZNIK
   ADD   A, #1
   DA    A
   MOV   LICZNIK, A
   RETI
```

No dobrze, po zgłoszeniu przerwania i wykonaniu instrukcji zawartych w procedurze procesor po wykonaniu instrukcji RETI powróci do linii (4) programu głównego i.... no właśnie, wypisana zostanie nie wartość sumy dwóch składników, ale zawartość jakiegoś rejestru LICZNIK (zdefiniowanego gdzieś wcześniej w programie przez programistę). W efekcie wyświetlacz pokaże bzdury, a my nie będziemy wiedzieli co się stało.

Takich sytuacji może być bardzo wiele. Jak zatem w prosty sposób można się zabezpieczyć przed skutkami modyfikacji rejestrów podczas wykonywania pojawiających się często „nie stąd ni z owąd" procedur obsługujących przerwania? Metoda jest bardzo prosta i polega na zapamiętywaniu wartości używanych w danej procedurze rejestrów na początku tej procedury, po czym przed końcem procedury obsługi przerwania – odtworzenie ich pierwotnej zawartości i wykonaniu standardowej już instrukcji powrotu z przerwania RETI.

Najprostszym i zdecydowanie polecanym, a praktycznie jedynym sensownym sposobem zapamiętywania i odtwarzania rejestrów jest korzystanie ze stosu.

Oto poprzedni przykład zmodyfikowany w sposób zabezpieczający zawartość akumulatora przed przypadkową utrata bieżącej „wartości",

```
intT2:
   PUSH  Acc               ;zapamiętanie akumulatora
   MOV   A, LICZNIK
   ADD   A, #1
   DA    A
   MOV   LICZNIK, A
   POP   Acc               ;odtworzenie akumulatora
   RETI
```

Jak widać stos w tym przypadku oddał nam niesamowitą przysługę, bowiem za pomocą jednej instrukcji odłożenia na stos a następnie zdjęcia nie zakłóciliśmy toku wykonywania części głównej programu – akumulator pozostał ten sam, a wynik na wyświetlaczu będzie z pewnością poprawny.

Ktoś może w tym miejscu powiedzieć, że przecież można by podzielić używane rejestry (w końcu w procesorze jest ich dużo...) na dwie grupy w tym przypadku, jedna byłaby modyfikowana w programie głównym, a druga wykorzystywana by była tylko w procedurze obsługi przerwania. Gdyby dało się tak zrobić w praktyce, byłoby wspaniale, rzeczywistość jest jednak nieco mniej różowa. Co zrobić bowiem z rejestrami uniwersalnymi np. jednostki arytmetyczno – logicznej ALU? Przecież jest tylko jeden rejestr Acc oraz np. rejestr B (nie mówiąc o wskaźniku danych DPTR).

Odpowiedź jest jedna: używać stosu.

W przypadku gdy w procedurze obsługi przerwania modyfikowanych jest więcej niż jeden rejestr, należy „odkładać je" i „zdejmować" ze stosu w sposób zgodny z zasadą działania samego stosu, a mianowicie, **„to co pierwsze odłożyliśmy to ostatnie zdejmujemy"**, czyli np. jeżeli w naszym przykładzie procedury intT2 zaprzęgniemy dodatkowy rejestr, prawidłowa kolejność instrukcji będzie następująca.

```
intT2:
   PUSH  Acc          ;zapamiętanie akumulatora
   PUSH  B            ;zapamiętanie rejestru B
   MOV   A, LICZNIK1
   ADD   A, #1
   DA    A
   MOV   B, #3
   MUL   AB
   MOV   LICZNIK1, A
   MOV   LICZNIK2, B
   POP   B            ;odtworzenie rejestru B
   POP   Acc          ;odtworzenie akumulatora
   RETI
```

Przy okazji omawiania systemu przerwań nie sposób nie wspomnieć o dwóch głównych, często popełnianych błędach początkujący programistów podczas pisania pierwszych programów wyposażonych w procedur obsługi jednego lub kilku przerwań.

Pierwszy błąd polega na wykorzystywaniu zbyt dużej liczby rejestrów w procedurze obsługi przerwania, a co za tym idzie konieczności odkładania na stos zbyt dużej liczby danych. W efekcie często (szczególnie w przypadkach kiedy pracują więcej niż jeden źródła przerwań) stos zostaje przepełniony – tzn. że wskaźnik stosu zostaje zwiększony do wartości pod którą w pamięci wewnętrznej RAM programista zaplanował mniej lub bardziej ważne (ale ważne i przewidziane w programie!) zmienne programowe. W takim przypadku zmienne te zostaną z pewnością zamazane, i nasz program będzie do niczego. O tym jakie są sposoby omijania takich przypadków, opowiem za chwilę.

Drugi błąd polega na tym że programista tworzy „zbyt długi" kod procedury obsługi przerwania. Przecież każda instrukcja zajmuje procesorowi określoną ilość czasu! W efekcie np. w sytuacji kiedy przerwanie zewnętrzne (lub z przepełnienia licznika) nadchodzi odpowiednio często – czyli w określonych przedziałach czasu, może dojść do sytuacji, kiedy to w trakcie trwania nie zakończonej jeszcze procedury obsługi przerwania zajdzie ponowny warunek zgłoszenia przerwania. W większości takich przypadków procesor po prostu „zwariuje" a cały program albo się zawiesi, albo pójdzie w przysłowiowe „maliny".

Unikajmy więc takich przypadków, i piszmy procedury obsługi przerwań w taki sposób aby nie powodować krytycznych błędów czasowych, a przynajmniej zabezpieczajmy się przed nimi.

Oczywiście nie w każdym przypadku obowiązuje zasada pisania krótkich procedur obsługi przerwań. Bywają przypadki (z doświadczenia powiem Wam że należy do nich kompleksowa procedura obsługi sygnału DCF77 i dekodowanie aktualnych danych o dacie i czasie), kiedy procedura jest na pierwszy rzut oka dość długa. Lecz sposób jej działania oraz maksymalny czas niezależnie od cyklu, jest przemyślany w taki sposób, aby pozostawić bezpieczny margines czasowy i co najważniejsze dać czas procesorowi także na wykonywanie procedur obsługi innych przerwań, a co najważniejsze, na wykonanie instrukcji części głównej programu. Wszystko to w warunkach kiedy mamy do czynienia z małymi wartościami częstotliwości pracy procesora przy dość często zachodzący przerwaniach tak zewnętrznych jak i wewnętrznych.

Na koniec omawiania systemu przerwań warto wspomnieć o przewidzianym w zasadzie do obsługi podprogramów przerwań systemie bloków rejestrów roboczych : R0, R1, R2...R7. I tak w przestrzeni adresowej wewnętrznej RAM procesora (adresy 0...127) w pierwszych 32 rejestrach (adresy: 0...31) przewidziano cztery „banki" rejestrów R0...R7. Dostęp do nich za pomocą operowania instrukcjami wykorzystującymi nazwy rejestrów roboczych R0...R7, jest możliwy za pomocą odpowiedniego ustawienia dwóch bitów w omawianym już w naszym cyklu słowie PSW (ang. „Program Status Word", SFR adres: D0h). Są to bity RS0 (adres: D3h) i RS1 (adres: D4h). I tak w zależności od kombinacji tych bitów uzyskujemy dostęp poprzez nazwy robocze R0...R7 do następujących rejestrów w wewn. RAM procesora:

RS1	RS0	bank	adresy fizyczne R0...R7 w wewn. RAM
0	**0**	0	00h - 07 (0...7)
0	**1**	1	08h - 0Fh (8...15)
1	**0**	2	10h - 17h (16...23)
1	**1**	3	18h - 1Fh (24...31)

W przypadku korzystania z tej cechy adresowania rejestrów roboczych procesora, należy pamiętać o odpowiednim przesunięciu wskaźnika stosu (który na początku po resecie procesora zawsze wskazuje na adres 07h) w zależności od ilości wykorzystywanych banków rejestrów R0...R7, która to ilość często wiąże się z ilością używanych przerwań w systemie. W przypadku używania np. wszystkich czterech banków oraz dodatkowo korzystania ze stosu (choć w ograniczonym zakresie) w procedurach obsługi przerwań, na początku programu należy wykonać instrukcję:

```
MOV     SP, #1Fh  ;przesunięcie wskaźnika stosu
```

co spowoduje że żaden z 32 rejestrów roboczych (4 banki po 8 – R0...R7) nie zostanie zamazany w przypadku odłożenia jakiejś zmiennej w procedurze obsługi przerwania.

Oczywiście używanie pojęcia banków oraz takiej architektury rejestrów roboczych nie jest wymagane, można przecież adresować każdy z nich (32) bezpośrednio za pomocą odpowiednich instrukcji MOV, np.

```
MOV     adres, #dana
```

gdzie adres jest z zakresu <0...31>.

Korzystanie z systemu banków rejestrów roboczych powoduje jednak, że listing programu, jest bardziej czytelny, a jego późniejsza analiza przez programiste szybsza.

Układy czasowo-licznikowe

W procesorze 8051/C51 mamy do dyspozycji 2 takie układy (T0 i T1), a w kości 8052/C52 dodatkowo trzeci (T2). To, czym dokładnie są układy czasowo-licznikowe, dowiedzieliście się drodzy Czytelnicy z jednego z wcześniejszych odcinków klasy mikroprocesorowej. Zamieszczone tam informacje były jednak (przy braku znajomości języka asemblera 8051) dość teoretyczne. Warto jest jednak je sobie odświeżyć przed lekturą niniejszego paragrafu.

Teraz kiedy opanowaliśmy (choć może nie wszyscy w takim samym stopniu) sztukę bodaj prostego programowania procesora, będzie mi łatwiej zilustrować podane wcześniej wiadomości i sprowadzić je do czystej praktyki, wspartej jednak krótkimi, lecz niezbędnymi informacjami na temat układów czasowo licznikowych.

Z układami czasowo licznikowymi procesora 8051 związane są nierozłącznie dwa rejestry specjalne: **TCON** i **TMOD**

Rejestr **TMOD** określa tryby pracy układu czasowo licznikowego – zarówno dla T0 jak i T1. Rejestr ten nie jest adresowany bitowo. Wszystkie bity rejestru TMOD moga być zmieniane wyłącznie programowo czyli przez użytkownika.

bity:	licznik T1				licznik T0				
89h	**GATE**	**C/T**	**M1**	**M0**	**GATE**	**C/T**	**M1**	**M0**	**TMOI**
	7	6	5	4	3	2	1	0	

Połowa rejestru (młodsze 4 bity) określa parametry układu licznika T0, natomiast 4 starsze bity określają to samo lecz dla układu licznikowego T1. Z tego względu przy opisie będę kierował się tylko jednym z liczników.

GATE – bit uaktywnienia zewnętrznego bramkowania licznika Tx (x=0,1). Kiedy GATE=0 to licznik pracuje wtedy kiedy bit TRx w słowie TCON jest ustawiony. Kiedy GATE=1 to licznik pracuje gdy TRx = 1 oraz wejście INTx (x:1 to INT1, x:0, to INT0) jest w stanie wysokim (INTx=1).

C/T – bit określający funkcję jaka pełni podczas pracy dany układ licznikowy, i tak gdy bit =0 to układ pracuje jako czasomierz taktowany wewnętrznym sygnałem zegarowym o częstotliwości Fxtal / 12. Gdy zaś bit = 1, to układ pracuje jako licznika impulsów zewnętrznych z wejścia Tx (T1 lub T0). Temat maksymalnej częstotliwości zliczanych impulsów zewnętrznych poruszany był w części 5 szkoły mikroprocesorowej.

M1, M0 – bity określające wybór trybu pracy układu czasowo-licznikowego, i tak:

M1	*M0*	*Tryb*	*Opis*
0	0	**0**	8-bitowy licznik THx taktowany za pośrednictwem 5-bitowego licznika TLx (x:1 to T1, x:0 to T)
0	1	**1**	16-bitowy licznik złożony z rejestrów THx. TLx
1	0	**2**	8-bitowy licznik TLx z automatycznym wpisywaniem wartości poczatkowej po przepełnieniu z THx
1	1	**3**	licznik T0 pracuje jako 2 niezależne 8-bitowe liczniki: TL0 jest sterowany za pomocą bitów sterujących licznika T0; TH0 jest sterowany za pomocą bitów sterujących licznika T1 licznik T1 nie pracuje w ogóle.

Zajmiemy się teraz rejestrem TCON, w którym 4 najstarsze bity są bezpośrednio powiązane z układami czasowo licznikowymi procesora. Oto on.

bity:	8Fh	8Eh	8Dh	8Ch	8Bh	8Ah	89h	88h	
88h	**TF1**	**TR1**	**TF0**	**TR0**	IE1	IT1	IE0	IT0	**TCON**
	7	6	5	4	3	2	1	0	

TF1 (bit TCON.7, adres: 8Fh) – znacznik przepełnienia licznika T1, jest sygnałem zgłoszenia przerwania. Ustawiany jest automatycznie – sprzętowo, zerowany także automatycznie przy przyjęciu przerwania.

TR1 (bit TCON.6, adres: 8Eh) — bit sterujący zliczaniem licznika T1. Gdy wyzerujemy go (TR1=0) to licznik się zatrzyma. Ustawienie (TR1=1) uruchamia licznik.
TF0 (bit TCON.5, adres: 8Dh) – znacznik przepełnienia licznika T0, jest sygnałem zgłoszenia przerwania. Ustawiany jest automatycznie – sprzętowo, zerowany także automatycznie przy przyjęciu przerwania.
TR0 (bit TCON.4, adres: 8Ch) — bit sterujący zliczaniem licznika T0. Gdy wyzerujemy go (TR0=0) to licznik się zatrzyma. Ustawienie (TR0=1) uruchamia licznik.

Tak oto za pomocą dwóch rejestrów TOMD i TCON można sterować trybami i zachowaniem się liczników T0 jak i T1.

Jak w praktyce wykorzystuje się liczniki? Otóż podam kilka wskazówek i podpowiedzi które wynikają z codziennego „użytkowania" procesorów 8051 oraz różnorodności ich zastosowań. Dla ułatwienia będę operował symboliką związaną z licznikiem T0, pamiętając o tym że licznik T1 można traktować tak samo.

Na wstępie jedna ważna uwaga: **oba liczniki T0 i T1 zliczają tylko w górę!**

Tryb 16-bitowy licznika (tryb nr 1) wykorzystuje się często np. przy generowaniu przerwań związanych z odmierzaniem czasu.

Jak wykorzystać licznik do generowania opóźnień w systemie lub do zmusić go do odmierzania stałych dłuższych odcinków czasu? Ano należy wraz z licznikiem, wykorzystać związane z nim przerwanie — pojawiające się w momencie przepełnienia licznika.

W jaki sposób i dlaczego?

Popatrzmy. Skoro licznik ustawiony do pracy np. w trybie 16-bitowym (zliczanie impulsów wewnętrznych Fxtal / 12) to od jednego przepełnienia licznika do drugiego przepełnienia licznika minie czas określony zależnością:
T = (10000h — wartość początkowa TH0.TL0) x 12 / Fxtal
gdzie Fxtal to częstotliwość rezonatora kwarcowego procesora.
Toteż przed uruchomieniem do rejestrów licznika T0 wpisujemy np. za pomocą instrukcji
MOV TH0, #....
MOV TH1, #....
wartość początkową.

Dzięki temu np. przy kwarcu 12MHz wartość 12 / Fxtal będzie równa 1 us (mikrosekundzie), co przy 16-bitowym liczniku da możliwość generowania opóźnień czasowych z przedziału od kilku mikrosekund do 65535 us, czyli prawie 65,5 milisekundy, z rastrem 1 us.

A co w przypadku chęci generowania większyć niż 65 ms odstępów czasowych? Można oczywiście zmniejszyć częstotliwość procesora, ale w praktyce robi się to zupełnie inaczej. Otóż w procedurze obsługi przerwania z danego licznika, który przecież co pewien, ustalony przez programistę czas, przepełnia się, należy umieścić instrukcje rozszerzające zakres danego licznika o np. dodatkowe 8 bitów (jeden bajt). Wtedy uzyskamy licznik 24-bitowy, a to już daje spore możliwości. Jak to się robi praktycznie, przeczytacie w lekcji nr 8 w tym numerze.

Do generowania nadaje się także doskonale tryb z 8-bitowym licznikiem taktowanym za pośrednictwem 5-bitowego preskalera — tryb nr 0.

W trybach 0, 1 i 3 liczniki zarówno T0 jak i T1 po przepełnieniu należy ponownie załadować wartością początkową, w przeciwnym przypadku będą zliczały o zera.

Wyjątkiem jest tryb nr 2 z automatycznym ładowaniem wartości początkowej z rejestru TH0 do 8-bitowego licznika TL0 (to samo dotyczy licznika T1).

Tryb ten oprócz odmierzania bardzo krótkich odcinków czasu (w trybie pracy licznika — jako czasomierza) ma dodatkowe zastosowanie do taktowania portu szeregowego w trybach: 1 i 3 (-> patrz artykuł w poprzednim numerze EdW).

Oto przykłady programowania wstępnego rejestrów układów czasowo-licznikowych dla różnych trybów pracy liczników. Wszystkie oznaczenia odnoszą się do licznika T0 ale można je także stosować dla licznika T1 w ten sam sposób.

a) licznik T0 16-bitowy pracujący jako czasomierz (T1, nie używany)

```
MOV     TMOD, #0001b     ;ustawienie trybu licznika
MOV     TH0, #wartośćH   ;wpisanie wartości
MOV     TL0, #wartośćL   ;początkowych
SETB    TR0              ;i start licznika
```

Jak obliczyć wartości początkowe? Posłużę się przykładem. Otóż załóżmy że pracujemy z kwarcem 12MHz, czyli licznik zwiększa swoja zawartość co 1 µs.

Jeżeli zatem chcemy odmierzać np. 1 ms odstępy czasu (od jednego przepełnienia do drugiego przepełnienia ma upłynąć dokładnie 1 ms), to obliczamy wartość początkowa licznika w sposób:
wartość początkowa = 65536 – (1 ms / 1 us) = 65536 – 1000 = 64536 = FC18h (szesnastkowo)

Zatem do rejestrów: TH0.TL0 należy wpisać wartość FC18h, np. za pomocą instrukcji:

```
MOV     TH0, #FCh
MOV     TL0, #18h
```

w przykładzie a) były to słowa wartośćH i wartośćL.

Sprawdźmy w teorii jak zadziałają instrukcje i kiedy licznik się przepełni, zapiszmy zatem:

```
MOV     TMOD, #0001b     ;ustawienie trybu
MOV     TH0, #FCh        ;wpisanie wartości
MOV     TL0, #18h        ;początkowej
SETB    TR0              ;i start licznika
```

Kiedy licznik startuje jego wartość wynosi FC18h, czyli dziesiętnie 64536. Teraz licznik z każdą mikrosekundą będzie zwiększał zawartość aż do przepełnienia, czyli przekroczenia FFFFh. Stanie się to po dokładnie 3E8h (1000 dziesiętnie) cyklach zliczania czyli mikrosekundach. A przecież 1000 mikrosekund to 1 milisekunda, czyli wszystko jest w porządku. Nie należy tylko w przypadku chęci cyklicznego powtarzania odmierzania takich samych odstępów czasu, zapomnieć o konieczności ponownego wpisywania wartość początkowej do liczników TH0 i TL0, zaraz po wejściu do procedury obsługi przerwania. Licznik bowiem po przepełnieniu nadal pracuje (zależy to tylko od stanu bitu TR0 w rejestrze TCON).

Wspomniana procedura może wyglądać następująco:

```
intT0:
    MOV         TH0, #FCh       ;wpisanie wartości
    MOV         TL0, #18h       ;początkowej
    PUSH        ......          ;dalsze instrukcje
    ..............              ;procedury obsługi przerwania
    ..............
    ..............
    POP         ......
    reti
```

I tu powstaje pewna nieścisłość, otóż zauważmy, że od czasu przepełnienia licznika do rozpoczęcia procedury obsługi przerwania oraz przeładowania zawartości TH0 i TL0 licznika, upływa zawsze trochę czasu procesora, a licznik bezustannie zlicza, tym razem od zera. Zatem aby uzyskane interwały czasowe pokrywały się z naszymi założeniami, należy uwzględnić zliczone do czasu przeładowania rejestrów TH0 i TL0, impulsy, korzystając z instrukcji ORL i przeładowywać rejestry licznika w sposób następujący:

```
intT0:
    ORL         TL0, #18h       ;dodanie logiczne kilku
                                ;impulsów początkowych
    MOV         TH0, #FCh       ;wpisanie wartości starszego
                                ;bajtu licznika

    PUSH        ......          ;dalsze instrukcje
    ..............              ;procedury obsługi przerwania
    ..............
    ..............
    POP         ......
    reti
```

Jednak i w tym przypadku błąd będzie wyeliminowany w przypadku, jeżeli od czasu przepełnienia do zgłoszenia przerwania nie upłynie więcej niż 7 cykli maszynowych procesora. Zauważmy, bowiem że instrukcja ORL (dodawania logicznego) sumuje poszczególne bity, a nie dodaje arytmetycznie dwie liczby. Zatem w przypadku liczby 18h, która może być zapisana binarnie jako:
00011000b
trzy najmłodsze bity są różne zero i dlatego zsumowanie będzie poprawne tylko z liczbą z zakresu 1...7. Dlatego przy programowaniu należy o tym pamiętać i ewentualnie tak definiować wartość początkową, aby wyeliminować błąd tzw. „pierwszych impulsów". Ktoś powie, no dobrze, ale przecież można by dodać te liczby arytmetycznie używając instrukcji dodawania np. ADD, no tak ale po pierwsze angażujemy w to akumulator Acc, po drugie operacja dodawania ADD też trwa przed określoną liczbę cykli zegarowych, toteż niewiele to zmieni.

W każdym razie dłuższa praktyka i testowania generowanych przez was procedur pozwoli na dokładne zgłębienie problemu i znalezienie na niego niejednego rozwiązania. Przykłady takich rozwiązań podam przy najbliższej okazji w jednym z kolejnych odcinków szkoły mikroprocesorowej.

b) licznik zlicza impulsy określoną przez nas liczbę impulsów zewnętrznych z zakresu 1...255 a następnie sygnalizuje koniec zliczania wygenerowaniem przerwania. Wykorzystamy tryb 2 licznika gdzie TL0 pra-

nerowaniem przerwania. Wykorzystamy tryb 2 licznika gdzie TL0 pracuje z automatycznym wpisywaniem wartości początkowej z TH0.

```
MOV     TMOD, #0110b    ;ustawienie trybu licznika
MOV     TH0, #liczba    ;wpisanie wart. początkowej
MOV     TL0, TH0        ;konieczne !
SETB    TR0             ;rozpoczęcie zliczania
```

przy czym wartość liczba jest równa:
liczba = 256 — liczba impulsów zewnętrznych do zliczenia

c) Tak na marginesie w podobny sposób można przystosować licznik T1 do taktowania portu szeregowego, oto sposób

```
MOV     TMOD, #00100000b    ;ustawienie trybu licznika T1
                            ;(T0 stoi)
MOV     TH1, #baud          ;wpisanie prędkości transmisji
MOV     TL1, TH1            ;tu nie jest konieczne
SETB    TR1                 ;i start taktowania
```

W miejsce „baud" należy wpisać liczbę określająca szybkość transmisji portu szeregowego. Wartości przykładowe oraz sposób obliczania znajduje się w poprzednim odcinku klasy mikroprocesorowej.

W każdym z przypadków zapisywaliśmy bezpośrednio rejestr TMOD określając sposób pracy układu czasoso-licznikowego T0 i T1. Jednak w pewnych przypadkach, w programie może zajść potrzeba modyfikacji trybu jednego licznika przy niezmienionym i niezakłóconej pracy drugiego licznika. Wtedy użycie komendy

```
MOV     TMOD, #wartość
```

może okazać się dość ryzykowne.

Prostym rozwiązaniem jest maskowanie tej części bajtu TMOD która odpowiada za danych licznika, a którego nie chcemy zmieniać.

I tak elegancki zapis modyfikacji np. z przykładu c) będzie wyglądał następująco:

```
ANL     TMOD, #0Fh          ;licznika T0 nie ruszamy
ORL     TMOD, #00100000b    ;ustawienie trybu licznika T1,
                            ;T0 bez zmian
MOV     TH1, #baud          ;wpisanie prędkości transmisji
MOV     TL1, TH1            ;tu nie jest konieczne
SETB    TR1                 ;i start taktowania
```

W pierwszej komendzie listingu po prostu wyczyściliśmy najpierw 4 bardziej znaczące bajty rejestru TMOD (pamiętajmy że nie można adresować go bitowo), a następnie zapisaliśmy do nich odpowiedni tryb pracy licznika T1.

W taki sam sposób należy postępować z licznikiem T0, maskując wtedy bity licznika T1.

Pozostała nam jeszcze układ czasowo-licznikowy T2, który ze względu na wiele ciekawych funckji dodatkowych (w porównaniu z T0 lub T12) omówię w kolejnym odcinku szkoły mikroprocesorowej.

Na razie zapraszam do lektury kolejnej lekcji nr 8.

Dzisiaj połączymy wiedzę z zakresu przerwań sprzętowych i liczników i przeanalizujemy procedurę realizująca funkcje zegara — czyli odmierzania czasu rzeczywistego: sekundy, minuty, godziny, dni, miesiące a nawet lata.

Sławomir Surowiński

Od redakcji. Ze względu na ograniczona objętość rubryki, a jednocześnie chęć zamieszczenia całego artykułu serii „Mikrokontrolery, to takie proste...", kącik pocztowy w podwójnej objętości znajdzie się w następnym numerze EdW.

Lekcja 8

W dzisiejszej lekcji zbierzemy nasze wiadomości dotyczące układu przerwań mikroprocesora oraz informacje przedstawione w dzisiejszym numerze EdW o układach czasowo licznikowych. Tematem lekcji będzie napisanie i wspólne przeanalizowanie procedury zliczania czasu rzeczywistego (sekund, minut i godzin) wykorzystującą przerwanie pochodzące od jednego z dwóch układów czasowo-licznikowych procesora 8051. Połączenie właściwości zliczania wewnętrznych impulsów zegarowych przez układ licznikowy wraz z odpowiednim generowaniem przepełnienia tego licznika – czyli generowania przerwania pozwoli na dokładne odmierzanie sekund, a co za tym idzie minut oraz godzin.

Oprócz wspomnianej procedury, pracującej „w przerwaniu" (czyli okresowo) utworzymy także prościutki fragment programu pozwalający na wprowadzenie przez użytkownika czasu : godzin, minut i sekund, po czym po wciśnięciu dowolnego klawisza, uruchomienie zegara i rozpoczęcie zliczania czasu wraz z jego wyświetlaniem.

Tak powstały program można będzie załadować do komputerka i uruchomić. Ponieważ problem odmierzania czasu spotykany jest bardzo często przy okazji układów mikroprocesorowych, niniejsza lekcję należy przestudiować bardzo uważnie, analizując wszystkie zawarte w niej komentarze oraz zamieszczony listing programu zegara.

Zrozumienie problemu implementacji zegara czasu rzeczywistego oraz właściwego generowania przerwań systemowych jest bowiem podstawą do dalszych, często przeprowadzanych samodzielnie eksperymentów.

A oto założenia do programu:

1. W programie rezerwujemy 3 komórki w wew. pamięci RAM procesora,jedna będzie zliczać sekundy, druga minuty, trzecia godziny.
2. Zliczanie będzie odbywać się w kodzie BCD, czyli każdej pozycji liczby np. sekund będą odpowiadać 4 bity danej komórki pamięci, oto wyjaśnienie:
   – niech bajt zliczający sekundy nazywa się SEK, zdefiniujemy go jako np.

```
SEK     equ     62h
```

czyli w komórce wew. RAM procesora o adresie 62h będą zliczane sekundy czasu rzeczywistego z wykorzystaniem instrukcji korekty dziesiętnej akumulatora:

```
DA      A
```

czyli np. jeżeli licznik sekund będzie zawierał np.

```
09      (heksadecymalnie)
```

to po inkrementacji – zwiększeniu o jeden
powinien wskazywać (zgodnie z zapisem BCD)

```
10      (heksadecymalnie)
```

Wtedy przy użyciu procedury Bios a komputerka A2HEX (patrz opis z poprzednich lekcji klasy mikroprocesorowej) będzie można łatwo wyświetlić w czytelnej postaci aktualną wartość sekund. Podobnie postąpimy z minutami i godzinami. Wystarczy bowiem wydać komendy, np.:

```
mov     A, SEK
mov     B, #7
lcall   A2HEX
```

aby na DL7 i DL8 pojawiła się aktualna wartość sekund – aktualna zawartość licznika sekund SEK.

A co (lub kto) zajmie się inkrementacją sekund, minut i godzin? Właśnie procedura obsługi przerwania od jednego układu czasowo-licznikowego. W pętli głównej programu my będziemy troszczyć się jedynie o wyświetlanie na displeju komputerka wartości godzin minut i sekund. W prosty sposób także wyświetlimy tzw. „migający dwukropek" w postaci kresek (myślników) pomiędzy pozycjami godzin i minut oraz minut i sekund w postaci:

```
DL 1 2 3 4 5 6 7 8
-------------------
  G G – M M – S S
```

gdzie: GG – pozycje godzin
MM – pozycje minut
SS – pozycje sekund

Np. godzina 12:34 i 57 sekund będzie wyświetlana jako:
1 2 – 3 4 – 5 7

z migającymi znakami „-" (myślnika). Zauważcie że 8 pozycji wyświetlacza komputerka akurat wystarcza na wyświetlenie czasu w takiej właśnie formie (którą oczywiście należy traktować jako przykładową.

Korekta dziesiętna akumulatora po inkrementacji danej jednostki czasu (sekund, minut lub godzin) jest niezbędna, bowiem w przeciwnym przypadku po sekundach równych „09" nastąpiło by wyświetlenie wartości „0A", a tego byśmy nie chcieli.

3. Do wygenerowania okresowo powtarzającej się procedury obsługi przerwania, w której będą odpowiednio inkrementowane komórki sekund, minut i godzin wykorzystamy układ czasowo – licznikowy T1 komputerka. Użycie licznika T0 jest niemożliwe, a przynajmniej nie na tym etapie nauki, ze względu na to że jest on już zajęty multipleksowym wyświetlaniem informacji na wyświetlaczu DL1...8 komputerka, dajmy więc mu spokój.
4. Dodatkowo w pętli głównej programu przed uruchomieniem zegara, dodamy kilka instrukcji dzięki którym będzie można wpisać aktualny czas – czyli po prostu „nastawić nasz zegarek", a następnie go uruchomić.

Wstępne obliczenia – wariant 1

W komputerku AVT-2250 procesor 8051 pracuje z częstotliwością rezonatora kwarcowego o wartości 11,0592 MHz, czyli

*Fxtal = **11059200** Hz.*

Zatem 1 cykl maszynowy procesora będzie trwał dokładnie:

*Tm = 12 / Fxtal = 12 / 11059200 = **1,085069444** µs (mikrosekundy)*

Jak już wiesz, każdy z liczników procesora (T0, lub T1) pracując w trybie czasomierza zlicza wewnętrzne impulsy zegarowe w częstotliwością

*Fxtal / 12 = 11059200 / 12 = **921600** Hz*

co jest dokładnie odwrotnością obliczonego wcześniej okresu cyklu maszynowego procesora Tm.

Zatem można powiedzieć żeby np. przepełniać licznik T1 co 1 sekundę i generować przez to przerwanie, trzeba by licznik ten zliczył:

*n = 1 / Tm = Fxtal / 12 = **921600** impulsów*

Niestety, nawet w trybie 1, kiedy licznik pracuje jako 16-bitowy (tryb 1), jest w stanie zliczyć jedynie 2^{16}-1 impulsów, czyli 65535. Można zatem powiedzieć że licznik może się przepełniać najrzadziej co:

t = 65536 x Tm = 71,111(1) ms (milisekund)

a to stanowczo za mało. Cóż więc w tej sytuacji należy zrobić?

Odpowiedź na to pytanie jest prosta. Należy przepełniać licznik częściej niż co sekundę – np. **256 razy na sekundę** (z częstotl. 256 Hz), a w procedurze obsługi przerwania licznika wprowadzić dodatkową zmienną – licznik (bajt w wew. RAM procesora), który będzie inkrementowany (już bez korekcji dziesiętnej) za każdym razem kiedy, nastąpi przepełnienie licznika. W ten sposób, w przypadku kiedy licznik ten będzie osiągał np. wartość maksymalną – 255 będzie to sygnałem że minęło właśnie **256 okresów po 1/256 sekundy**, co w efekcie oznacza że **minęła dokładnie 1 sekunda** i czas wobec tego zwiększyć licznik sekund (a co za tym idzie w razie potrzeby licznik minut i godzin). Prawda że logiczne, i tak też zrobimy!

Dlaczego wybrałem wartość 256 Hz do zliczania nazwijmy to „podsekund", a nie np. 100 (to by było super zliczać także setne sekundy!). Tak to logiczne pytanie, tylko że w przypadku wartości rezonatora kwarcowego 11059200 Hz zliczanie 1/100 sekundy było by dość kłopotliwe, ze względu że ta wartość Fxtal nie dzieli się przez 12 i przez liczbę całkowitą aby dać właśnie 100.

Za to dzieli się przez 12 i przez 256 co w efekcie daje wartość: T1imp=**3600** (dziesiętnie) co w efekcie wyznaczy nam z podanej niżej zależności wartość początkowa licznika T1, która spowoduje że przepełnienie licznika nastąpi dokładnie po 1/256 sekundy.

*TH1.TL1 = T1max – T1imp + 1 = 65535 – 3600 + 1 = 61936 = **F1F0h** (hexadec.)*

Zatem wartością początkowa licznika przy rezonatorze 11059200 Hz i przy założonym okresie przepełniania równym 1/ 256 sek. jest liczba F1F0h, którą można zapisać do rejestrów SFR licznika za pomocą instrukcji np.

```
mov     TH1, #0F1h
mov     TL1, #0F0h
```

Wszystko było by dobrze, ale nie możemy zapomnieć o drobnym, aczkolwiek istotnym fakcie, a mianowicie, że od przyjęcia przerwania do każdorazowego przeładowania licznika w procedurze przyjęcia przerwania mija bliżej nieokreślona liczba cykli maszynowych, w których licznik ciągle zlicza impulsy po przepełnieniu – czyli od wartości 0000h. Wprawdzie można policzyć ile cykli maszynowych przez ten czas, ale trzeba znać wszystkie rozkazy które znajdują się „po drodze", czyli:

a) cykle od przepełnienia licznika do przyjęcia przerwania – w praktyce jest ich 2 (w przypadku kiedy przerwanie ma najwyższy priorytet, lub nie trwa obsługa przerwania o wyższym priorytecie);
b) cykle potrzebne na skok do tablicy wektorów przerwań – w przypadku licznika T1 procesor automatycznie wykona skok pod adres podany w artykule:

001Bh

Pod tym adresem powinien znajdować się skok do właściwej procedury obsługi przerwania w postaci instrukcji np. :

```
ljmp    intT1
```

no tak ale gdzie fizycznie jest ta etykieta – ten adres?

Przecież nie możne znajdować się w obszarze zewnętrznej pamięci RAM procesora, w którym znajduje się zawarty w EPROM-ie monitor komputerka AVT-2250. Nie można bowiem „w miejsce" w którym znajduje się Bios zawarty w EPROM ie wpisać instrukcji naszego programu obsługi zegara. Co zatem zrobić, czyżby nie dało się nijako ujarzmić przerwania i przekazać jego wektora w obszar zewnętrznej pamięci operacyjnej komputerka – czyli w miejsce gdzie ładowany jest kod programu użytkownika – pamięć SRAM? Można.

Konstruktor komputerka, czyli Ja przewidziałem taka możliwość i postanowiłem w prosty sposób „wyprowadzić" wszystkie wektory przerwań z pamięci Bios'a komputerka w obszar pamięci SRAM, w miejsce ustalone dodatkowo przez użytkownika, a to ci dopiero gratka!

Aby wyjaśnić to przypomnę że tabela wektorów przerwań dla 8051 przedstawia się następująco:

Adres	Opis
00**03**h	przerwanie z wejścia /INT0
00**0B**h	przerwanie z licznika T0
00**13**h	przerwanie z wejścia /INT1
00**1B**h	przerwanie z licznika T1
00**23**h	przerwanie z portu szeregowego

W programie Bios a komputerka w miejscu każdego wektora znajduje się skok typu LJMP do tzw. „procedury inicjującej przerwanie" z której to dopiero następuje skok do właściwego miejsca w zewnętrznej pamięci SRAM – operacyjnej.

Wspomniana procedura inicjująca (nie dotyczy to licznika T0) jest tak zbudowana, że powoduje ona skok pod adres w zewn. SRAM komputerka pod adres, którego:

– młodszy bajt (pogrubione w tabeli) nie zmienia się
– starszy bajt jest „brany" z komórki w wew. RAM procesora o adresie 72h – (patrz opis Bios'a komputerka)

Komputerowcy mogą w tym miejscu zajrzeć do zbioru „CONST.INC" na dyskietce AVT-2250/D i sprawdzić deklarację

```
intvec  equ     72h
```

która potwierdza te założenie.

Zatem reasumując jeżeli na początku naszego przykładowego programu przed uruchomieniem układu przerwania od licznika T1 wpiszemy do tej komórki (wew. RAM!) liczbę np. 80h, to tabel wektorów przerwań procesora 8051 zostanie niejako „wyprowadzona" do obszaru o adresach jak poniżej:

Adres	Opis
8003h	przerwanie z wejścia /INT0
800Bh	przerwanie z licznika T0
8013h	przerwanie z wejścia /INT1
801Bh	przerwanie z licznika T1
8023h	przerwanie z portu szeregowego

Bardziej zaawansowani i wnikliwi czytelnicy zauważą w tym miejscu ciekawy fakt, mianowicie, że takie postępowanie Bios a komputerka umożliwia kontrolowanie wszystkich źródeł przerwań a nawet zablokowanie wyświetlacza (który pracuje na przerwaniu od licznika T0) i wykorzystanie go do własnych celów, czego na razie stanowczo odradzam.

Podałem liczbę **80h** nie przypadkowo, bowiem od tego adresu – 8000h na płytce komputerka (przy założeniu że zwora JP3 jest w pozycji 8000h) zaczyna się pamięć operacyjna gdzie ładowany będzie program.

Podsumowując prześledźmy co fizycznie się stanie w przypadku przepełnienia licznika T1:

– zgłoszone zostaje przerwanie
– procesor skacze do „pierwotnej" tablicy wektorów przerwań, czyli pod adres 001Bh; jest to jednakże obszar pamięci EPROM – Bios-u, gdzie zawarta jest instrukcja:

```
LJMP   intT1
```

czyli skoku do etykiety intT1, która to znowu etykieta znajduje się także w obszarze Bios a komputerka a za nią znajdują się instrukcje

```
servT1:
        push    Acc
        push    DPH
        push    DPL
        clr     A
        mov     DPH,intvec      ;pobranie zewn. wektora T1
        mov     DPL,#1Bh
        jmp     @A+DPTR
```

Zadaniem tych instrukcji jest zapamiętanie modyfikowanych w procedurze przerwania rejestrów – są to Akumulator i rejestr DPTR (DPH i DPL), a następnie wykonanie skoku bezwarunkowego (ostatnia instrukcja) pod adres będący sumą zawartości akumulatora (równy 0) oraz wskaźnika DPTR. Zanim to jednak następuje, wskaźnika DPTR jest ładowany wspomnianym wcześniej adresem będącym „złożeniem" starszego bajtu (DPH) równego zmiennej „intvec" (adres 72h), którą modyfikuje użytkownik – w naszym przypadku będzie to 80h, oraz młodszego bajtu będącego odpowiednikiem pierwotnej tabeli wektorów przerwań, czyli 1Bh. W sumie procesor wykona skok pod adres: 801Bh, gdzie powinna znajdować się napisana przez nas procedura obsługi przerwania od licznika T1, a obsługująca zliczanie czasu rzeczywistego.

Uff, trochę to skomplikowane, ale niestety niezbędne, bowiem w przypadku korzystania z zestawów edukacyjnych często z zawartym w nich mniej lub bardziej skomplikowanym Bios-em (a do takich należy AVT-2250) tak procedura jest konieczna. W przyszłości w autonomicznych układach opartych o 8051 i podobne, a nie wykorzystujących naszego Bios-a komputerka, przedstawione kroki są do pominięcia. Procesora po prostu skoczy do pierwotnej tabeli wektorów przerwań a następnie wykona skok do właściwego miejsca w Twoim programie, tam gdzie znajduje się procedura obsługi danego przerwania.

Wracając do tematu zauważmy jednak, że procesor na tych kilku etapach od przepełnienia licznika do skoku wreszcie do właściwej procedury obsługi przerwania potrzebować będzie prawdopodobnie **kilkunastu cykli procesora**, podczas (jeszcze raz powtarzam) **pracuje licznik T1**!

I to właśnie może stać się powodem błędu w dokładnym okresowym (co 1/256 sek) generowaniu przepełnienia licznika T1 – i co za tym idzie powstania przerwania.

Z grubsza można policzyć, (na podstawie tabeli instrukcji z wkładki EdW) że zanim procesor przeładuje licznik w procedurze przerwania, to licznik zdąży już zliczyć od 0000h mniej więcej 17 impulsów – można to policzyć analizując instrukcje z ostatniego listingu od etykiety „**intT1**".

Mogą nie pomóc instrukcje uwzględniający ten fakt, o których wspominałem w artykule przed niniejszą lekcją typu:

```
orlTL1, #...
orlTL1, #....
mov     TH1, #....
```

pomóc jedynie może i to z doskonałym skutkiem inny tryb pracy licznika T1 a mianowicie **tryb 0**.

Jak pamiętasz w trybie tym licznik pracuje jako 8-bitowy (liczy TH1), a sygnał zegarowy (Fxtal / 12) jest dzielony dodatkowo przez 5-bitowy preskaler (czyli w praktyce przez 32) czyli rejestr TL1.

Dla nas i naszych kłopotów oznacza to tylko jedno – wybawienie, bowiem fakt, że do licznika TH1 „trafia" co trzydziesty drugi impuls (przez preskaler dzielnik TL1) pozwoli nam na uniknięcie wspomnianego błędu kilkunastu cykli zegarowych od zgłoszenia przerwania do jego przyjęcia i przeładowania licznika T1.

Po prostu w czasie kiedy będą wykonywane te „wszystkie skoki" z jednej tablicy wektorów do drugiej a potem do właściwej procedury obsługi przerwania (o których mówiłem wcześniej) licznik nie zdąży zliczyć ani jednego impulsu – i oto chodzi.

I choć w teorii wydaje się to niepotrzebną komplikacją, to w praktyce tryb 0 licznika jest najbardziej wygodnym i pewnym, jeżeli chodzi o generowanie opóźnień niezbędnych do odmierzania czasu – szczególnie rzeczywistego. Niestety musimy w tym celu zmienić nieco nasze obliczenia.

Wstępne obliczenia – wariant 2

Korzystamy z trybu 0 licznika T1. W tym trybie pracuje połowa licznika a mianowicie TH1, który może zliczyć maksymalnie 255 impulsów. Jednak częstotliwość tych impulsów będzie mniejsza niż w wariancie 1, bowiem przed licznikiem TH1 znajduje się 5-bitowy preskaler czyli nic innego jak dzielnik przez 32. Wobec tego częstotliwość impulsów zliczanych przez nasz licznik TH1 będzie wynosiła:

fz = Fxtal / 12 / 32 = ***28000*** *Hz*

Ponieważ podobnie jak w wariancie 1, liczba ta przekracza aktualną pojemność licznika – tym razem 8-bitowego TH1, należy zastosować licznik pośredni na zasadach takich jak poprzednio. Załóżmy że stopień podziału będzie taki sam czyli 256, ale wtedy fz nie podzieli się przez 256, bowiem :

fz / 256 = 28800 / 256 = 112,5

czyli nie jest liczbą całkowitą, a to jest niedopuszczalne. Przyjmijmy zatem podział pośredni jako mniejszy o rząd (w kodzie dwójkowym o 2), będzie to zatem 128.

Wtedy :

fz / 128 = 28800 / 256 = 225 (= TH1imp)

Podsumowując, można powiedzieć, że jeżeli licznik TH1 zliczy za każdym razem 225 impulsów o częstotliwości fz (28800 Hz) to zajmie mu to dokładnie 1/128 sekundy. Jeżeli do tego dodatkowy – pośredni licznik zliczy te 128 „ułamków sekundy" to w sumie będziemy mieli odmierzoną pełną sekundę! I o to właśnie chodzi.

Pozostaje jeszcze jeden drobiazg, mianowicie obliczenie wartości początkowej licznika T1 na podstawie obliczonej liczby impulsów które powinien zliczyć do przepełnienia, będzie to zatem:

TH1pocz = TH1max – TH1imp + 1 = 256 – 225 + 1 = 31

I taką właśnie wartość należy wpisywać do licznika TH1 za każdym razem po jego przepełnieniu. Wnikliwy czytelnik może szybko przeanalizować obliczenia z odwrotnej strony na podstawie formuły:

(256 – TH1pocz) x 128 x 32 x (12 / Fxtal) = 1 sekunda

nie mniej nie więcej! (pamiętaj: Fxtal = 11059200 Hz)

Na podstawie tych rozważań, można zabrać się do pisania programu. Listing poniżej przedstawia cały program wraz z procedurą obsługi przerwania. Każda linia, znana już zarówno komputerowcom jak i ręcznikom, jest poprzedzona numerem linii, dzięki czemu będzie mi łatwiej tłumaczyć po krótce każdą z nich. Uwaga, linie komentarzy będę pomijał, a więc zaczynamy (ręczniacy mogą zacząć równocześnie wklepywać kod programu umieszczony w kolumnie trzeciej).

Linie 18...20 : na początku definiuję adresy komórek zliczających sekundy, minuty i godziny, ot tak sobie zająłem wolne komórki od adresu 60h do 62h.

Dodatkowo z linii 22 definiuję wspomniany pośredni licznik, którego zadaniem będzie zliczanie przepełnień licznika TH1.

W linii 26 definiuję wartość początkową licznika TH1 jako wyrażenie „Czest".

Program zaczyna się w linii 30 deklaracją „ORG 8000h", czyli że program jak zwykle umieszczamy od adresu podanego po tej deklaracji.

Aby ominąć występującą za „kilka adresów" zewnętrzną tabelę wektorów przerwań, w linii 31 umieszczam skok bezwzględny do etykiety START, gdzie rozpoczyna się właściwy program.

No i wreszcie dyrektywa „ORG 801Bh" w linii 35 definiuje mi adres od którego spokojnie będę pisał procedurę obsługi przerwania od licznika T1.

W linii 36 zaczyna się procedur obsługi przerwania – intT1. Pierwsze co należy koniecznie zrobić, to (w linii 37) przeładować zawartość licznika T1 – TH1, co czynię.

Dalej jak widać brak postulowanych instrukcji odkładania na stos modyfikowanych rejestrów, bowiem zostały one już zapamiętane na stosie podczas przyjęcia przerwania w procedurze pośredniej w obszarze Bios-a komputerka (listing wcześniej) > Dla przypomnienia powiem że odłożono w kolejności rejestry:

```
push    Acc
push    DPH
push    DPL
```

W liniach 39...42 inkrementuję komórkę zliczającą ilość przepełnień licznika TH1, a następnie porównuję jej zawartość z zerem (w końcu obojętne czy jest to zero, czy 255, bo i tak każda z wartości pojawia się raz na 128). Jeżeli warunek jest spełniony, to znaczy że minęło 128 przepełnień licznika TH1, czyli w praktyce minęła 1 sekunda. Jeżeli tak się stanie to dzięki instrukcji w linii 42 program procesor skoczy do linii 44, w przeciwnym przypadku do na koniec procedury obsługi przerwania – linia 65, etykieta „koniecT1".

Załóżmy więc że minęła sekunda, program kontynuowany jest od linii 44, gdzie do akumulatora ładowana jest zawartość licznika sekund.

Następnie w linii 45 jest ona inkrementowana, a w linii 456 zgodnie z naszym założeniem zliczania z kodzie BCD następuje korekta dziesiętna akumulatora (uwaga, w tym miejscu – linia 45 – nie można zastosować instrukcji „INC" bowiem nie „współpracuje" ona z instrukcją korekty dziesiętnej „DA A").

W linii 47 powiększona zawartość sekund zostaje przepisana z Acc do SEK, a następnie w linii 48 następuje porównanie, czy aby licznik sekund nie przekroczył wartości 59h (59 sekund?). Jeżeli tak nie jest procedura kończy się i następuje skok na jej koniec – do etykiety „koniecT1".

W przeciwnym przypadku w linii 49 licznik sekund jest zerowany, a dalej w liniach 51...54 następuje korekta licznika minut w sposób identyczny jak w przypadku sekund.

W linii 55 licznik minut jest sprawdzany i w przypadku przekroczenia wartości 59 minut, następuje w linii 56 jego wyzerowanie i zostaje wykonana korekta licznika godzin – linie 58...61.

Podobnie dzieje się z licznikiem godzin, z tym że w linii 62 porównuje się jego zawartość z liczbą 24h. Jeżeli godzina 23-cia został przekroczona, to licznik godzin zeruje się w linii 63, i zaczyna się nowa doba.

W tym miejscy za linią 63 można by dopisać zliczanie dni tygodnia, dni, miesięcy a nawet lat. To ciekawy temat na zadanie dla Was drodzy Czytelnicy. Przypominam tylko o fakcie istnienia nieregularnej ilości dni w kolejnych miesiącach roku, oraz istnieniu lat przestępnych.

Procedura obsługi przerwania ma się ku końcowi w linii 65, gdzie dalej w liniach 66...68 następuje odtworzenie zmodyfikowanych wcześniej rejestrów Acc i DPTR w odwrotnej kolejności niż przy odkładaniu na stos (zgodnie z zasadą przechowywania danych na stosie!).

Na koniec w linii 69 występuje instrukcja RETI, która jest konieczna do prawidłowego zakończenia przyjęcia przerwania.

Też to potrafisz

Od linii 71 zaczyna się część główna programu.

Analizę tej, dość prostej, części programu, pozostawiam Wam jako prace domową.

Zadanie 1

Przeanalizować teoretycznej przebieg części głównej programu na podstawie linii

72...125, a następnie sprawdzić to w praktyce ładują program do komputerka i uruchamiając go.

Zadanie 2

Zmodyfikować wyświetlanie czasu do postaci np. dla godziny 12:34 i 58 sekund

1 2 – 3 4.5 8

Zadanie 3

Bardziej zaawansowanym i cierpliwym polecam uzupełnienie procedury obsługi przerwania (zegara) o obliczanie daty : dzień – miesiąc – rok (bez uwzględniania lat przestępnych) oraz umożliwienie wyświetlania tej daty na wyświetlaczu z możliwością przełączenia na czas i odwrotnie za pomocą klawisza.

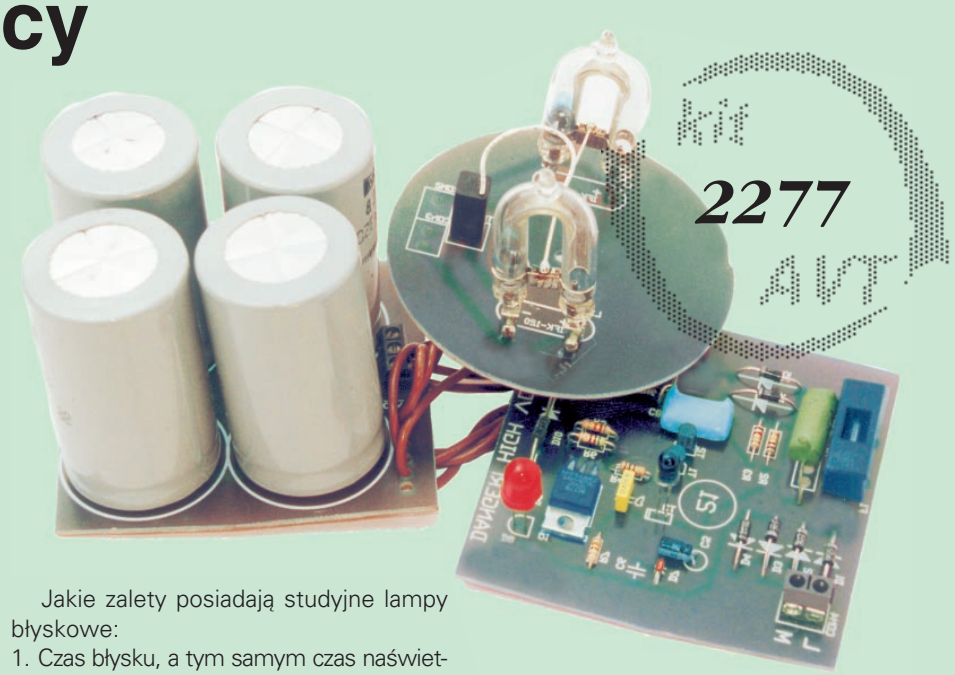
Rozwiązania zadań 1 i 2 w kolejnej lekcji szkoły mikroprocesorowej. Najciekawsze a co najważniejsze poprawne propozycje rozwiązania zadania 3 przedstawię na łamach EdW w ramach „Skrzynki porad 8051".

Sławomir Surowiński

Listing

```
1                       CPU     '8052.DEF'
2                       ;*******************************************************
3                       ;Klasa mikroprocesorowa – LEKCJA 8
4                       ;Program obslugi zegara czasu rzeczywistego
5                       ;na komputerek edukacyjny AVT-2250
6                       ;*******************************************************
7                       ;procedura korzysta z przerwania licznika T1 (tryb 0)
8                       ;wykorzystywane sa 3 komorki wewn.RAM procesora
9                       ;zegar liczy: godziny, minuty i sekundy
10                      ;w trybie 24-godzinnym
11                      ;*******************************************************
12                              include 'const.inc'
13                              include 'bios.inc'
14
15                      ;Definicje komorek w wewn.RAM procesora
16                      ;zajmowane przez dane zegara
17
18 0060  GODZ   equ     60h             ;licznik godzin
19 0061  MIN    equ     61h             ;licznik minut
20 0062  SEK    equ     62h             ;licznik sekund
21
22 0063  licz128 equ     63h             ;licznik 1/128 sek
23
24                      ;Definicje stalych wykorzystywanych w programie
25
26 001F  Czest  equ     31              ;watosc pocz.
                                        ;licznika TH1
27
28                      ;*************************************************
29                      ;Poczatek kodu programu
30 8000                         org     8000h
31 8000 028054                  ljmp    START           ;petla glowna od
                                                        ;etyk. START
32
33                      ;*************************************************
34                      ;Wektor przerwania od licznika T1
35 801B                         org     801Bh
36 801B                 intT1:          ;poczatek proc.przer.T1
37 801B 758D1F                  mov     TH1,#Czest      ;przeladowanie
                                                        ;licznika T1
38 801E
39 801E 0563                    inc     licz128         ;zwiekszenie
                                                        ;licznika 1/128sek.
40 8020 E563                    mov     A,licz128
41 8022 C2E7                    clr     Acc.7
42 8024 7027                    jnz     koniecT1
43
44 8026 E562                    mov     A,SEK
45 8028 2401                    add     A,#1            ;zwiekszenie
                                                        ;licznika sekund
46 802A D4                      da      A               ;z korekcja
                                                        ;dziesietna
47 802B F562                    mov     SEK,A
48 802D B4601D                  cjne    A,#60h,koniecT1 ;czy SEK > 59?,
                                                        ;nie to skocz
49 8030 756200                  mov     SEK,#0          ;tak to wyzeruj
                                                        ;sekundy
50 8033                                                 ;i koryguj minuty
51 8033 E561                    mov     A,MIN
52 8035 2401                    add     A,#1            ;zwiekszenie
                                                        ;licznika minut
53 8037 D4                      da      A               ;z korekcja
                                                        ;dziesietna
54 8038 F561                    mov     MIN,A
55 803A B46010                  cjne    A,#60h,koniecT1 ;czy MIN > 59?,
                                                        ;nie to skocz
56 803D 756100                  mov     MIN,#0          ;tak to zeruj minuty
57 8040                                                 ;i koryguj godziny
58 8040 E560                    mov     A,GODZ
59 8042 2401                    add     A,#1            ;zwiekszenie
                                                        ;licznika minut
60 8044 D4                      da      A               ;z korekcja
                                                        ;dziesietna
61 8045 F560                    mov     GODZ,A
62 8047 B42403                  cjne    A,#24h,koniecT1 ;czy GODZ > 23 ?,
                                                        ;nie to skocz
63 804A 756000                  mov     GODZ,#0         ;tak to zeruj
                                                        ;godziny
64
65 804D                 koniecT1:
66 804D D082                    pop     DPL             ;odtworzenie
                                                        ;rejestrow
67 804F D083                    pop     DPH             ;ze stosu
68 8051 D0E0                    pop     Acc
69 8053 32                      reti
70                      ;*************************************************
71 8054                 START:
72 8054 C28E                    clr     TR1             ;licznik T1 stop
73 8056 53890F                  anl     TMOD,#0Fh       ;wyczyszczenie
                                                        ;bitow T1
74 8059 438900                  orl     TMOD,#00h       ;T1 jako 16-bitowy
                                                        ;(tryb 1)
75 805C 758D1F                  mov     TH1,#Czest      ;zaladowanie
                                                        ;licznika
76 805F 756300                  mov     licz128,#0      ;wyzerowanie
                                                        ;licznika 1/256 sek.
77 8062 757280                  mov     intvec,#80h     ;zaladowanie MSB
                                                        ;wektora przerwan
78 8065 D2AB                    setb    ET1             ;odblokowanie
                                                        ;przerwania od T1
79 8067 D2BB                    setb    PT1             ;priorytet na to
                                                        ;przerwanie
80
81 8069 120274                  lcall   CLS             ;wyczyszczenie
                                                        ;displeja
82 806C 757840                  mov     DL1,#_minus
83 806F 757940                  mov     DL2,#_minus
84 8072 75F001                  mov     B,#1
85 8075 1203A7                  lcall   GETACC          ;pobranie
                                                        ;poczatkowej
                                                        ;godziny
86 8078 F560                    mov     GODZ,A
87
88 807A 757B40                  mov     DL4,#_minus
89 807D 757C40                  mov     DL5,#_minus
90 8080 75F004                  mov     B,#4
91 8083 1203A7                  lcall   GETACC          ;pobranie
                                                        ;poczatkowej
                                                        ;minuty
92 8086 F561                    mov     MIN,A
93
94 8088 757E40                  mov     DL7,#_minus
95 808B 757F40                  mov     DL8,#_minus
96 808E 75F007                  mov     B,#7
97 8091 1203A7                  lcall   GETACC          ;pobranie
                                                        ;poczatkowej
                                                        ;sekundy
98 8094 F562                    mov     SEK,A
99 8096
100 8096 757A40                 mov     DL3,#_minus     ;zapalenie kresek
                                                        ;w postaci
101 8099 757D40                 mov     DL6,#_minus     ;GG-MM-SS
                                                        ;(godzina
                                                        ;wprowadzona !)
102 809C 74FA                   mov     A,#250
103 809E 120295                 lcall   DELAY           ;odczekanie
                                                        ;ok. 0,5 sekundy
104 80A1 1202C5                 lcall   CONIN           ;czekanie na start
                                                        ;zegara (klawisz)
105 80A4 D28E                   setb    TR1             ;start licznika
                                                        ;(zegara)
106
107 80A6                pokaz:
108 80A6 E563                   mov     A,licz128
109 80A8 30E608                 jnb     Acc.6,pelne     ;co 1/2 sekundy
                                                        ;pokazuj na zmiane
110 80AB 757A00                 mov     DL3,#0          ;puste DL3 i DL6
111 80AE 757D00                 mov     DL6,#0
112 80B1 8006                   sjmp    czas
113 80B3 757A40         pelne:  mov     DL3,#_minus     ;i kreski na DL3
                                                        ;i DL6
114 80B6 757D40                 mov     DL6,#_minus
115 80B9                czas:
116 80B9 E560                   mov     A,GODZ
117 80BB 75F001                 mov     B,#1            ;na DL1.DL2
118 80BE 12024E                 lcall   A2HEX           ;wypisz godziny
119 80C1 E561                   mov     A,MIN
120 80C3 75F004                 mov     B,#4            ;na DL4.DL5
121 80C6 12024E                 lcall   A2HEX           ;wypisz minuty
122 80C9 E562                   mov     A,SEK
123 80CB 75F007                 mov     B,#7            ;na DL6.DL7
124 80CE 12024E                 lcall   A2HEX           ;wypisz sekundy
125 80D1 80D3                   sjmp    pokaz           ;i od poczatku
126
127 80D3    END
```

Studyjna lampa błyskowa średniej mocy

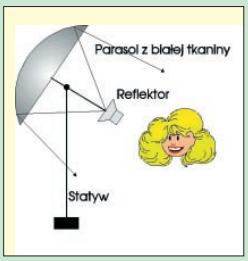


Do czego to służy?

Zgodnie z obietnicą, kontynuujemy obecnie cykl opisów urządzeń ułatwiających pracę fotografików amatorów i zawodowców. Po zegarze ciemniowym przyszła pora na urządzenie, jak dotąd wykorzystywane jedynie przez profesjonalistów: atelierową lampę błyskową.

Każda operacja rejestrowania obrazu, obojętne czy dokonujemy tego na drodze elektronicznej, czy też fotochemicznej wymaga właściwego, najczęściej silnego oświetlenia fotografowanego obiektu. Elektroniczne lampy błyskowe zyskały sobie ogromną popularność, wyposażone w nie są praktycznie wszystkie aparaty amatorskie. Niestety, aparaty z wbudowaną lampą błyskową, nie posiadającą możliwości zmiany kąta ustawienia reflektora, nadają się w najlepszym wypadku do robienia pamiątkowych zdjęć z imienin u cioci Mani. Frontalne oświetlenie fotografowanego obiektu prawie zawsze urąga dobrym zasadom oświetlenia planu zdjęciowego, a uzyskane efekty artystyczne są godne najwyższego pożałowania.

Nie oznacza to bynajmniej że lampy błyskowe nie nadają się do działalności fotograficznej bardziej ambitnej niż reportaż z wspomnianych imienin. Wprost przeciwnie, od dawna wyparły one reflektory żarowe z pracowni artystów fotografików! Są to urządzenia stacjonarne, zasilane typowo z sieci energetycznej, o ogromnej mocy dochodzącej do 2000 Ws. na jeden reflektor. Najczęściej lamp takich jest w atelier kilka, zasilanych ze wspólnego źródła lub z osobnych zasilaczy. Z zasady każda taka lampa wyposażona jest w pilota: niewielkiej mocy żarówkę umożliwiającą ustawienie oświetlenia i kompozycji obrazu. Bardzo różnorodne są urządzenia służące ukierunkowaniu światła tych lamp. Ich rodzaj zależy od typu wykonywanych prac i indywidualnych zamiłowań fotografika. Największą popularnością cieszą się wykonane z białej, lśniącej tkaniny parasole. Zasadę działania takiego źródła światła, w ogromnym uproszczeniu ilustruje **rysunek 1**.



Rys. 1.

Jakie zalety posiadają studyjne lampy błyskowe:

1. Czas błysku, a tym samym czas naświetlania zdjęcia jest bardzo krótki, typowo ok. 0,001 sek. Przy fotografowaniu ludzi i większości innych obiektów daje to całkowitą pewność, że zdjęcie będzie „ostre", nawet jeżeli fotografowany obiekt szybko się poruszał.
2. Dysponujemy z zasady ogromną siłą światła, umożliwiającą pracę z małym otworem przysłony, a tym samym uzyskanie dużej głębi ostrości, co najczęściej jest pożądane. Jak wielka jest energia błysku studyjnej lampy najlepiej pokazać na przykładzie: gdybyśmy chcieli zastąpić klasycznym reflektorem lampę studyjną o mocy 1600Ws (zachowując warunki ekspozycji) musiałby on mieć moc 1600000W, ponad 1,5MW! Nawet gdyby udało się zdobyć reflektor o takiej mocy, co oczywiście jest niemożliwe, to oświetlona nim modelka po paru sekundach nadawałaby się tylko na kolację dla bohatera słynnego filmu „Milczenie owiec"!
3. Ustawiamy oświetlenie i kompozycje obrazu przy stosunkowo słabym świetle pilotów. Atelier nie nagrzewa się, obserwacja światłocienia i kompozycji obrazu jest ułatwiona, a źrenice oczu modeli rozszerzają się. Daje to wielki komfort pracy zarówno dla fotografika jak i osób fotografowanych.
4. Temperatura barwowa światła lampy błyskowej wynosi ponad 5000°K i jest zbliżona do temperatury barwowej światła dziennego. Jeżeli wykonujemy zdjęcie na którym mieszany jest plener z wnętrzem, to nie musimy zakładać filtrów ani na reflektory, ani na okna (mieszanie światła dziennego z żarowym jest, poza wypadkami kiedy celowo chcemy uzyskać efekt „przeniebieszczenia" pleneru bądź „ocieplenia" wnętrza, niedopuszczalne). Umożliwia to użycie lamp błyskowych do dopalania zdjęć plenerowych, co daje często bardzo ciekawe efekty artystyczne.
5. Nie bez znaczenia jest bardzo niski koszt eksploatacji takich lamp. Niestety, równoważy go wysoki koszt samego urządzenia.

Nie byłyby elektroniczne lampy błyskowe tworem ludzkim, gdyby nie posiadały wad:

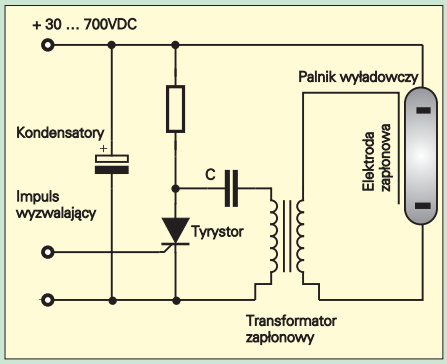
1. Bardzo krótki czas ekspozycji powoduje „unieruchomienie" fotografowanego obiektu. Zdjęcie jest zawsze perfekcyjnie ostre, co niekiedy, psując jego dynamikę pogarsza efekt artystyczny.
2. Wysoka cena fabrycznych, profesjonalnych urządzeń. No, ale temu zaraz spróbujemy zaradzić!

Konstrukcja takiej lampy jest trywialnie prosta, a jej koszt to w zasadzie koszt wysokonapięciowych kondensatorów elektrolitycznych i palników wyładowczych. Tak więc jest to urządzenie wręcz idealnie nadające się do konstrukcji amatorskiej, a jedyne problemy będziemy mieli ze skompletowaniem części, a konkretnie palników i kondensatorów. Jeżeli nie zależy nam na szczególnie małych wymiarach zasilacza, co w warunkach pracy studyjnej nie jest w końcu takie istotne, to pozostanie tylko pierwszy problem.

Tak palniki wyładowcze jak i elektrolityczne kondensatory wysokonapięciowe dużej pojemności są elementami bardzo kosztownymi. W związku z tym autor starał się maksymalnie uprościć projekt układu, realizując zasadę: To ma wyłącznie

działać, bez żadnych „wodotrysków" i bajerków. Realizacja tej zasady spowodowała rezygnację z zastosowania stabilizacji napięcia na kondensatorach, a nawet z sygnalizacji ich naładowania.

Po tym przydługim wstępie przejdźmy do konkretów. Na **rysunku 2** przedstawiono schemat blokowy studyjnej lampy błyskowej wyjaśniający zasadę jej działania. Jest ona w zasadzie identyczna z zasadą działania opisywanego już w EdW stroboskopu.



Rys. 2.

Palnik lampy błyskowej wypełniony jest bardzo rozrzedzonym gazem - najczęściej ksenonem. Podłączony do naładowanych do napięcia ok. 300 ... 700 V kondensatorów nie przewodzi prądu. Aby nastąpiło rozładowanie kondensatorów potrzebne jest silne zjonizowanie resztek gazu w palniku. Uzyskujemy to przykładając do elektrody zapłonowej palnika wysokie napięcie, rzędu kilkudziesięciu tysięcy V. Napięcie to uzyskujemy z wtórnego uzwojenia transformatora zapłonowego, o bardzo dużym "przełożeniu". Kiedy do tyrystora dostarczony zostanie impuls synchronizujący zapłon lampy z migawką aparatu, tyrystor ten zwiera poprzez pierwotne uzwojenie transformatora zapłonowego kondensator C do masy. Na uzwojeniu wtórnym transformatora i elektrodzie zapłonowej powstaje wysokie napięcie, gaz w palniku zostaje zjonizowany i bateria kondensatorów rozładowuje się poprzez palnik emitując wielką ilość energii świetlnej.

Zanim przystąpimy do budowy studyjnej lampy, musimy trochę policzyć. Wzór na energię zmagazynowaną w kondensatorze jest następujący:

$$E_{[W\times sec]} = \frac{C[uF]\times U^2[kV]}{2}$$

Taki wzór byłby prawdziwy, gdyby kondensatory rozładowywały się do zerowego napięcia. Tak jednak nie jest, doświadczalnie stwierdzono, że na kondensatorach rozładowywanych przez palniki typu IFK120 pozostaje zawsze napięcie rzędu 40 V. A więc przekształcamy nasz wzór:

$$E_{[W*sec]} = \frac{C[uF]\times (U_{(poczatkowe)}[kV] - U_{(koncowe)}[kV])^2}{2}$$

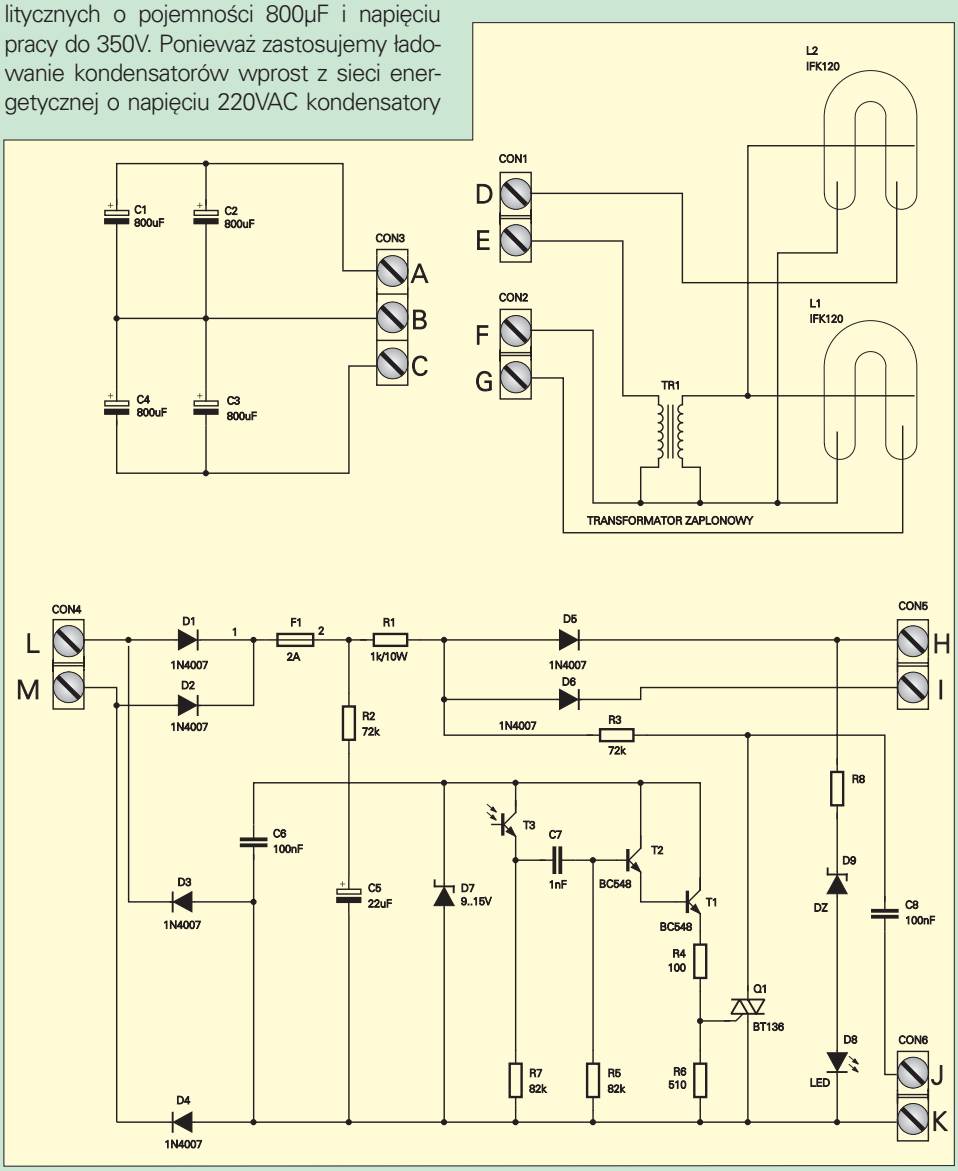
Ogromne znaczenie ma staranne wykonanie urządzenia. Pracujemy nie tylko ze sprzętem połączonym galwanicznie z siecią energetyczną, ale mamy także do czynienia z bardzo niebezpiecznym dla życia i zdrowia wysokim napięciem prądu stałego. Podczas uruchamiania urządzenia i późniejszej pracy musimy też pamiętać, że emituje ono światło o ogromnej energii, którego składnikiem jest także ultrafiolet.

Wyzwolenie błysku w małej odległości od oczu może być bardzo niebezpieczne dla wzroku!

Musimy także pamiętać o jednym, bardzo istotnym fakcie: naszą lampę możemy wyzwalać wyłącznie światłem innej lampy błyskowej. Układ jest w całości połączony galwanicznie z siecią energetyczną i jakiekolwiek próby połączenia go kablem z aparatem fotograficznym mogą skończyć się tragicznym wypadkiem!

Typ i ilość zastosowanych kondensatorów zostały nam narzucone przez rodzaj obudowy, w której umieścimy naszą lampę, a jest to obudowa idealnie nadająca się do naszych celów. Energia potrzebna do wywołania błysku zostanie zmagazynowana w czterech kondensatorach elektrolitycznych o pojemności 800µF i napięciu pracy do 350V. Ponieważ zastosujemy ładowanie kondensatorów wprost z sieci energetycznej o napięciu 220VAC kondensatory naładują się do napięcia ok. 311V. Tak więc energia zgromadzona w kondensatorach będzie wynosić ok. 152 Wsek.

Palniki do lamp błyskowych są elementami dość trudnymi do nabycia i drogimi. Jedynym rodzajem palnika, który można łatwo nabyć za rozsądną cenę jest palnik produkcji rosyjskiej IFK120. Jest to element o przyzwoitej jakości, któremu nie zaszkodziło nawet wielogodzinne „katowanie" go w układzie naszego stroboskopu. Nie ma więc najmniejszych przeszkód, aby zastosować go także w układzie naszej lampy. Kłopot jest tylko jeden: do IFK120 możemy bez szkody dla jego całości dostarczyć maksymalną energię wynoszącą 120Wsek, a my dysponujemy energią ponad 150Wsek, i nie mamy zamiaru rezygnować nawet z najmniejszej jej części. Tak więc jedynym rozwiązaniem okazało się zastosowanie dwóch palników, każdy zasilany z dwóch kondensatorów energią ok 76Wsek. Takie rozwiązanie posiada także jedną zaletę: palniki będą pracować znacznie poniżej swoich maksymalnych możliwości, co powinno dobrze wpłynąć na ich trwałość.



Rys. 3.

Jak to działa?

Schemat elektryczny studyjnej lampy błyskowej przedstawia **rysunek 3**. Jak widać, układ nie jest nadmiernie skomplikowany i poza palnikiem i kondensatorami wysokonapięciowymi nie zastosowano tu żadnych kosztownych czy trudnych do zdobycia elementów. Schemat układu został podzielony na trzy części, ponieważ zmontujemy go na trzech płytkach drukowanych. Dwie części pokazane w górnej części rysunku nie wymagają chyba komentarza. Na jednej znajdują się cztery kondensatory elektrolityczne podzielone na dwie grupy, które tworzą baterię magazynującą energię potrzebną do wytworzenia błysku lampy. Na drugiej części schematu pokazano dwa palniki wyładowcze i wspólny dla nich transformator zapłonowy. Zastosowania jednego transformatora dla dwóch palników zdawało się początkowo zabiegiem dość ryzykownym, lecz praktyka potwierdziła prawidłowe działanie takiego układu.

Najważniejszą częścią schematu jest część trzecia, w dolnej części rysunku. Napięcie sieciowe doprowadzane jest do złącza CON4 i następnie prostowane w układzie prostownika pełno okresowego zbudowanego z diod D1…D4. Następnie wyprostowane napięcie przekazywane jest przez bezpiecznik i rezystor ograniczający prąd ładowania R1 do dwóch diod D5 i D6. Zadaniem tych diod jest oddzielenie od siebie obwodów obydwóch palników. Oporność zjonizowanego gazu wewnątrz palników lamp błyskowych nie jest stała i zależy od indywidualnych cech danego egzemplarza. Gdyby więc palniki połączyć równolegle, bez stosowania diod separujących, to mogłoby się zdarzyć, że większa część energii zostałaby skierowana tylko do jednego z nich, co mogłoby spowodować jego uszkodzenie.

Rezystor R3 ładuje kondensator C8 do napięcia prawie równego napięciu baterii kondensatorów. Druga końcówka kondensatora C6 dołączona jest do minusa zasilania za pośrednictwem pierwotnego uzwojenie transformatora zapłonowego TR1. Łatwo więc zauważyć, że włączenie tyrystora Q1 spowoduje gwałtowne rozładowanie kondensatora C6 przez obwód transformatora, a w konsekwencji powstanie na jego wtórnym uzwojenie impulsu o bardzo wysokim napięciu. Gaz w palnikach zostanie zjonizowany, co spowoduje rozładowanie kondensatorów poprzez palniki i błysk lampy.

Zajmijmy się teraz układem wyzwalania triaka Q1. Jak już wspomniano, nasza lampa przeznaczona jest wyłącznie do wyzwalania światłem innej, pilotującej lampy, najczęściej tej wbudowanej w aparat fotograficzny. Jeżeli zbudujemy kilka lamp, to może dojść do sytuacji, że będą się one wyzwalały kolejno, pod wpływem błysku wygenerowanego przez jedną z nich. Powstających w takiej sytuacji opóźnień nie musimy się jednak obawiać: w fotografii nie będą miały one nawet najmniejszego znaczenia!

Układ z rezystorem R2, kondensatorem C5 i diodą Zenera D7 tworzy pomocniczy zasilacz prądu stałego zaopatrujący w prąd układ wyzwalania triaka. Błysk lampy pilotującej odbierany jest przez fototranzystor T3. Słaby impuls zostaje wzmocniony przez tranzystory T2 i T1 pracujące w układzie Darlingtona i doprowadzony do bramki triaka Q1 powodując jego włączenie i w konsekwencji błysk lampy. Zajmijmy się jeszcze chwilę rezystorem R1. Jego wartość została podyktowana koniecznym kompromisem pomiędzy chęcią osiągnięcia jak najkrótszego czasu ładowania baterii kondensatorów, a nagrzewaniem się tego rezystora, które mogłoby uszkodzić obudowę. Rezystor R1 jest typowym elementem dużej mocy, bardzo tanim i łatwo dostępnym. Jeżeli jednak komuś zależałoby na szybszym ładowaniu lampy, to można zastosować rezystor specjalny, zaopatrzony w radiator. Rezystory takie są jednak bardzo drogie i trudno dostępne.

Obwód złożony z R8, D9 i diody świecącej D8 informuje użytkownika o naładowaniu lampy (LED świeci) i gotowości do wyzwolenia.

Wykaz elementów

Rezystory
R1: 1kΩ/10W
R3, R2: 72kΩ
R4: 100Ω
R5, R7: 82kΩ
R6: 510Ω

Kondensatory
C1, C2, C3, C4: 800µF/350V
C5: 22µF
C6: 100nF
C7: 1nF
C8: 100nF/350V

Półprzewodniki
D1...D6: 1N4007 lub odpowiednik
D7: dioda Zenera 9..15V
Q1: triak BT136
T2, T1: BC548 lub odpowiednik
T3: fototranzystor NPN

Pozostałe
CON1, CON2, CON4, CON5, CON6 : ARK2
CON3 : ARK3
F1: bezpiecznik topikowy 2A
L2, L1: palnik IFK120
TR1: transformator zapłonowy do lamp błyskowych
2 szt. ARK2
Obudowa do bezpiecznika (z tworzywa) do druku.
Obudowa typu KM95.

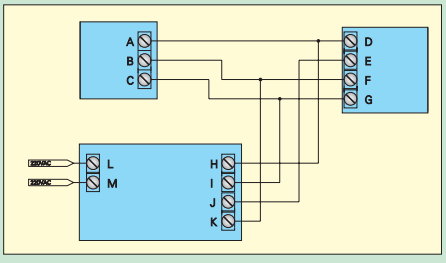
Montaż i uruchomienie

Na **rysunku 4** (patrz str. 74) przedstawione zostały mozaiki ścieżek trzech płytek obwodów drukowanych i rozmieszczenie na nich elementów. Z pewnością wielu Czytelników zdziwił dziwaczny kształt płytek. Popatrzcie zatem na zdjęcia: płytki zostały dokładnie zwymiarowane pod obudowę typu KM95 i tak zaprojektowane, że można „upakować" je w tej obudowie bez używania jakichkolwiek śrubek czy innych elementów mocujących (z wyjątkiem skręcenie samej obudowy).

Montaż układu nie odbiega niczym od montażu innych urządzeń elektronicznych, z tym że ze względu na występujące w układzie wysokie napięcia, musi być przeprowadzony wyjątkowo starannie. **Jeszcze raz apelujemy: żadnych prowizorek i prób uruchamiania układu nie do końca zmontowanego! Pamiętajcie, że w rękach nieostrożnego eksperymentatora niewinna lampa błyskowa może zamienić się w krzesło elektryczne!**

Nieco więcej uwagi musimy poświęcić sposobowi zamontowania palników wyładowczych. Montujemy je na okrągłej płytce, ale w żadnym wypadku nie możemy ich do niej przylutować! Podczas pracy palniki nagrzewają się i różnica w rozszerzalności cieplnej szkła i laminatu doprowadziłaby do powstanie niszczących naprężeń. Posłużymy się metodą opisaną już podczas budowania układu stroboskopu dyskotekowego. Należy rozebrać na części dwa złącza typu ARK2 (będą dostarczone w kicie) i do metalowych tulejek ze śrubkami przylutować krótkie kawałki srebrzanki lub drutu miedzianego o długości ok 2cm. Końce kawałków srebrzanki wlutowujemy w płytkę, a do tulejek przykręcamy palniki. Podczas ich montażu musimy zwrócić baczną uwagę na ich biegunowość: odwrotne zamocowanie palnika grozi jego natychmiastowym uszkodzeniem! Środkowe elektrody palników łączymy ze sobą (można lutować) i dołączamy do wyprowadzenia transformatora zapłonowego.

Po zmontowaniu płytek musimy połączyć je za sobą izolowanym przewodem o średnicy min. 1,5mm^2. Przy okablowywaniu układu pomocny będzie **rysunek 5**. Zmontowane i okablowane



Rys. 5.

płytki umieszczamy w obudowie. Możemy to uczynić dosłownie jednym ruchem, ponieważ w obudowie znajduję się specjalne wycięcia i prowadnice. Dopiero po zmontowaniu całości i zamknięciu obudowy możemy przystąpić do przeprowadzania prób.

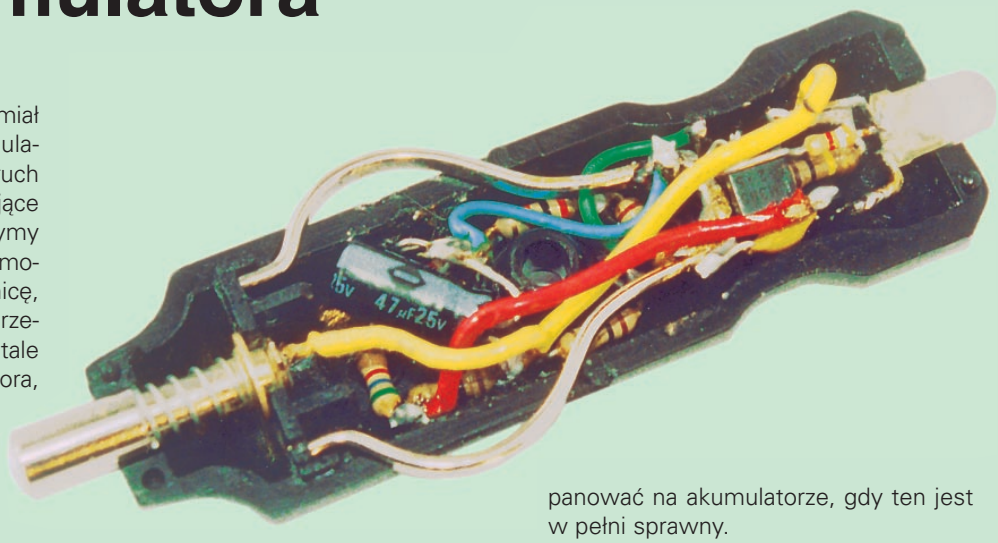
c.d. na str. 74

Ekonomiczny monitor stanu akumulatora

Do czego to służy?

Każdy kierowca miał lub będzie miał pewne problemy ze swoim akumulatorem, które uniemożliwią mu rozruch samochodu. Jest to szczególnie irytujące w zimie, zwłaszcza wtedy gdy spieszymy się do pracy lub szkoły. Niektóre samochody, np. Fiat 126p mają słabą prądnicę, i w zimie gdy załączone są światła, ogrzewanie tylnej szyby – akumulator jest stale niedoładowany. Posiadanie sygnalizatora, który informowałby o spadku napięcia na akumulatorze poniżej dopuszczalnego poziomu staje się w takich sytuacjach niezbędne. Wyłączenie wtedy jednego lub kilku odbiorników prądu może uratować sytuację i pozwoli kontynuować jazdę. Sygnalizator taki powinien także informować kierującego pojazdem o zbyt wysokim napięciu panującym na akumulatorze.

Przedstawione poniżej urządzenie może być wykonane nawet przez początkującego elektronika.



Jak to działa?

Jeśli napięcie akumulatora jest prawidłowe, dioda nie świeci się wcale. W przypadku napięcia w instalacji samochodu poniżej pewnej dopuszczalnej granicy, dioda LED zaczyna to sygnalizować na czerwono. Z kolei, gdy akumulator jest przeładowany, dioda świeci na zielono.

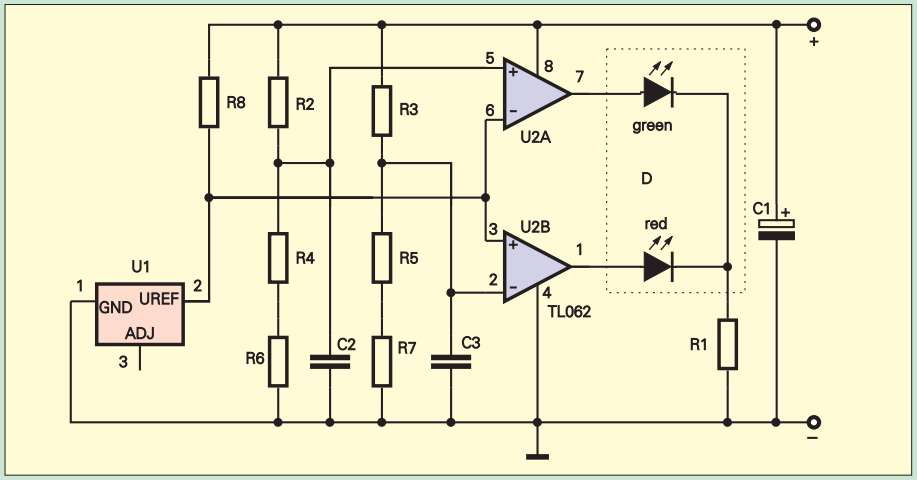
Urządzenie składa się zaledwie z 14 elementów: 2 układów scalonych, 8 rezystorów, 3 kondensatorów i z jednej diody dwukolorowej. Układ scalony U1 wraz z rezystorem R8 dostarcza wysokostabilnego napięcia wzorcowego (praktycznie niezależnego od wahań temperatury). Napięcie to jest podawane na wejścia 3 i 6 układu scalonego U2. Kostka ta to podwójny niskoprądowy wzmacniacz operacyjny. W tym układzie pracuje jako podwójny komparator. Komparator U2A wykrywa spadek napięcia zasilania podanego przez rezystory R2,R4,R6 na wejście odwracające (nóżka 5). Rezystory R2,R4,R6 ustalają próg zadziałania komparatora U2A. Na wyjściu tego komparatora panuje „stan wysoki" (świeci zielona sekcja dwukolorowej diody LED) dopóki napięcie na akumulatorze nie spadnie poniżej napięcia progowego. Gdy to nastąpi, dioda gaśnie (na wyjściu 7 pojawia się „stan niski"). Komparator U2B działa odwrotnie. Rezystory R3,R5,R7 ustalają jego napięcie progowe. Czerwona sekcja diody zostaje załączona (wyjście 1) tylko wtedy, gdy napięcie na akumulatorze obniży się poniżej progu zadziałania komparatora U2B. Istnieje także, dzięki odpowiedniemu rozstawieniu napięć progowych komparatorów U2A i U2B, pewien przedział napięć, przy których nie jest wysterowana ani sekcja zielona, ani czerwona. Są to napięcia, które powinny panować na akumulatorze, gdy ten jest w pełni sprawny.

Montaż i uruchomienie

Układ (bez płytki drukowanej) został umieszczony we wtyku od zapalniczki samochodowej, dzięki czemu może zostać wmontowany niemal do każdego samochodu. Poprawnie zmontowane urządzenie powinno działać od razu. Jedyne co można zrobić to sprawdzić, za pomocą zasilacza stabilizowanego o płynnie regulowanym napięciu w granicach 10 do 16V i woltomierza, zakresy napięcia, przy których następuje wyłączenie czerwonej sekcji diody i załączenie zielonej. W układzie prototypowym próg załączenia diody czerwonej wynosił około 12,3V, a zielonej około 14,4V. Próg „dolny" powinien zawierać się w granicach 12,1...12,5V ;górny 14,4...14,6V. Ewentualne odstępstwa można skorygować dobierając dokładnie wartości rezystorów R5 i R6.

Układ pobiera niewiele prądu. W stanie normalnym (gdy dioda nie świeci) ok. 0,7mA, w stanie „przeładowany" (dioda zielona) ok. 3,5 mA, w stanie „niedoładowany/rozładowany" ok. 3mA.

c.d. na str. 56



Rys. 1. Schemat ideowy

Wykaz elementów

Rezystory
R1: 3,9kΩ
R2,R3,R8: 100kΩ
R4,R7: 20kΩ
R5: 5,6kΩ
R6: 1,5kΩ

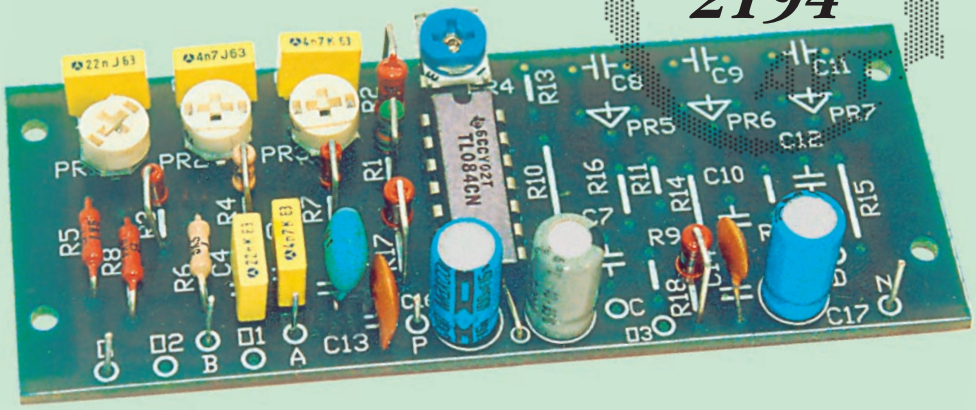
Kondensatory
C1: 47(F\25V
C2,C3: 47nF

Półprzewodniki
D1: dioda LED dwubarwna
U1: LM385 2,5V
U2: TL062

Pozostałe
Obudowa: wtyk do gniazda zapalniczki samochodowej

Trzypasmowy korektor barwy dźwięku

kit 2194



Do czego to służy?

Nikomu nie trzeba tłumaczyć, że opisany korektor przeznaczony jest do regulacji barwy dźwięku we wszelkich systemach audio.

W większości prostych urządzeń stosowane są raczej korektory dwupunktowe, pozwalające regulować jedynie niskie i wysokie tony. Opisywany układ pozwala dodatkowo wpływać na charakterystykę w zakresie tonów średnich.

Moduł może być zastosowany jako blok w aparaturze audio, budowanej od podstaw (np. w mikserze). Może też służyć jako dodatkowy korektor ustawiany na stałe, wbudowany do wnętrza urządzenia. W tej roli będzie pełnił funkcję equalizera i posłuży na przykład do dopasowania się do charakterystyki nagłaśnianego pomieszczenia.

Układ przewidziany jest do pracy w roli regulatora stereofonicznego i zawiera obwód regulacji balansu (zrównoważenia kanałów). Nic nie przeszkadza, by moduł wykorzystać jako dwa niezależne regulatory monofoniczne.

Jak to działa?

Schemat ideowy regulatora pokazano na **rysunku 1**.

Układ przeznaczony jest do zasilania napięciem symetrycznym, ale bez problemu może być zasilany napięciem pojedynczym.

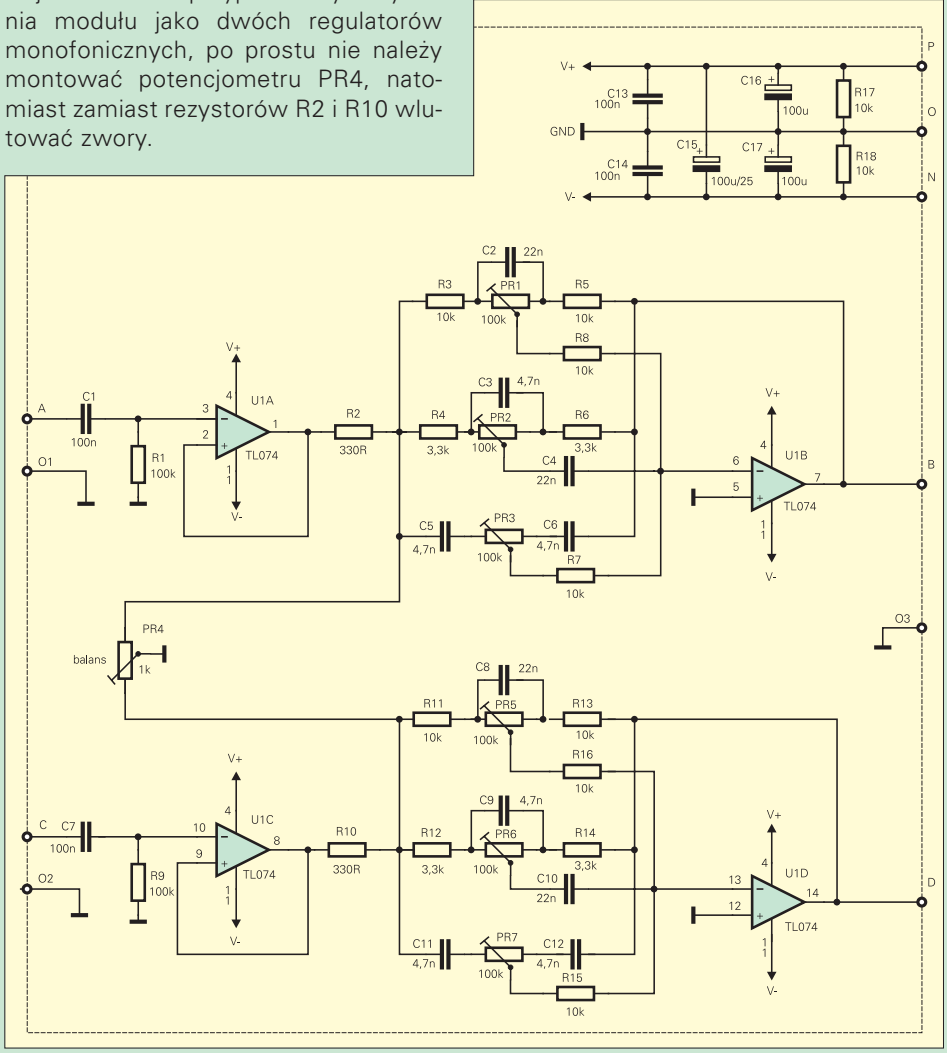
Przy zasilaniu symetrycznym masą jest obwód połączony z punktami O...O3. W obwodzie zasilania nie trzeba montować rezystorów R17 i R18 oraz kondensatora C15.

Przy zasilaniu napięciem pojedynczym masą będą obwody minusa zasilania (połączone z punktem N), natomiast wcześniej wspomniany obwód będzie pełnił rolę sztucznej masy, mającej potencjał połowy napięcia zasilającego. Przy zasilaniu pojedynczym, koniecznie należy wlutować rezystory R17 i R18, kondensatory C15 i C17, a nie montować C16. W układzie z pojedynczym zasilaniem wlutowanie C16 jest błędem, ponieważ przez niego na obwód sztucznej masy i na wyjście będą przenikać zakłócenia z dodatniej szyny zasilania. Może to radykalnie zwiększyć poziom szumów i zakłóceń. **Rysunek 2** pokazuje połączenia obwodów zasilania.

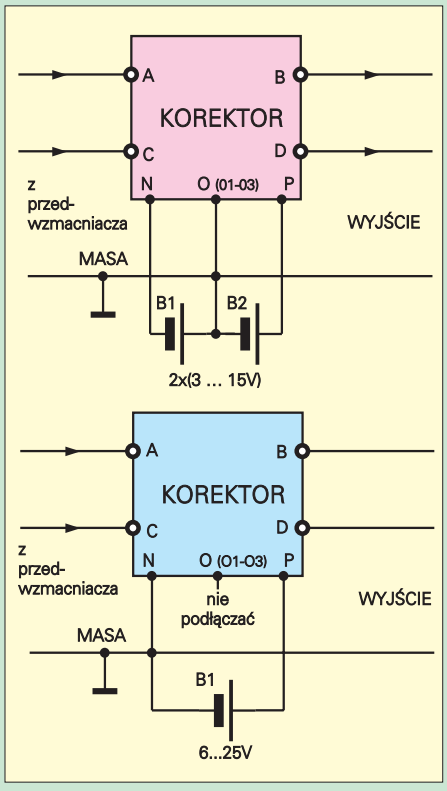
Elementami czynnymi są cztery wzmacniacze operacyjne z kostki TL074. Dwa z nich (U1A i U1C) pełnią jedynie rolę buforów. Dzięki nim oporność wejściowa modułu jest równa wartości rezystorów R1 i R9. W razie potrzeby wartości tych rezystorów śmiało można zwiększyć, nawet do 1MΩ.

Rezystory R2 i R10 wspólnie z potencjometrem PR4 tworzą obwód regulacji balansu. W przypadku wykorzystania modułu jako dwóch regulatorów monofonicznych, po prostu nie należy montować potencjometru PR4, natomiast zamiast rezystorów R2 i R10 wlutować zwory.

Wzmacniacze U1B oraz U1D pracują jako aktywne regulatory barwy dźwięku. Potencjometry PR1 i PR5 wraz z elementami współpracującymi tworzą obwód regulacji tonów niskich, PR2 i PR6 – tonów średnich, a PR3 i PR7 – wysokich. Przy podanych wartościach zakresy regulacji poszczególnych pasm wynoszą około ±12dB.



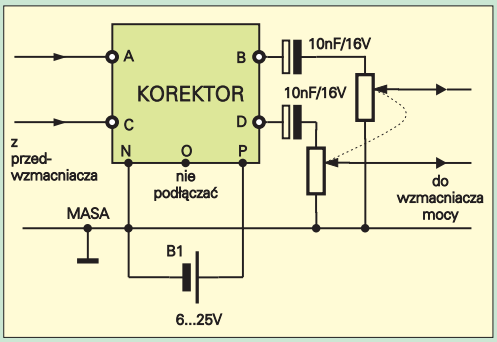
Rys. 1. Schemat ideowy



Rys. 2. Sposoby zasilania

Z modułem zazwyczaj będzie współpracował potencjometr regulacji siły głosu (zwykle stereofoniczny). Należy go włączyć nie przed, tylko raczej za korektorem, jak pokazuje rysunek 3. Należy zauważyć, że na wyjściach modułu (punkty B i D) nie umieszczono kondensatorów separujących, dlatego w punktach B i D przy zasilaniu napięciem pojedynczym wystąpi napięcie stałe, równe połowie napięcia zasilania. Z tego względu przy zasilaniu niesymetrycznym zalecane (choć niekonieczne) jest zastosowanie dodatkowych kondensatorów separujących, jak pokazano na **rysunku 3**.

Włączenie potencjometrów regulacji głośności przed korektorem niczym nie grozi, ale w minimalnym stopniu

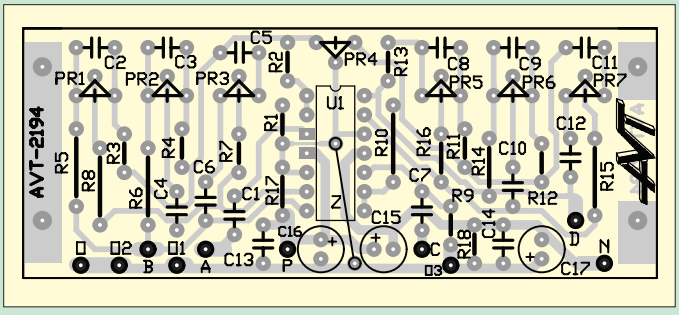


Rys. 3. Włączenie potencjometrów regulacji głośności przy zasilaniu niesymetrycznym

może zwiększyć poziom szumów, zwłaszcza przy ustawieniu regulatorów tonów wysokich na maksimum.

Generalnie poziom szumów układu jest bardzo mały, ponieważ zastosowano niskoszumne wzmacniacze operacyjne TL074, a poziomy sygnałów użytecznych są duże, rzędu setek miliwoltów. Zniekształcenia nieliniowe są bardzo małe, ponieważ układy TL07X są szybkie.

W praktyce okazuje się, że wymiana układu TL074 na TL084 nie wpływa w zauważalnym stopniu na poziom szumów. Większy wpływ na poziom szumów i zniekształceń będą miały zakłócenia zewnętrzne (np. brum sieciowy) oraz właściwe podłączenie modułu w torze wzmacniacza (zwłaszcza obwodu masy).



Rys. 4. Schemat montażowy

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na płytce drukowanej, pokazanej na **rysunku 4**. Montaż nikomu nie powinien sprawić trudności. Na wszelki wypadek układ scalony należy wlutować lub włożyć w podstawkę na samym końcu. Kostki rodziny TL0XX mają na wejściu tranzystory FET, ale bardzo rzadko ulegają uszkodzeniu przy montażu. Jednak odrobina ostrożności na pewno nie zaszkodzi.

Na płytce przewidziano miejsce na potencjometry montażowe. Będą one potrzebne tylko w przypadku wmontowania modułu na stałe do wnętrza urządzenia (w roli equalizera).

W większości przypadków używane będą potencjometry obrotowe. Nabywcy zestawu AVT-2194 otrzymają w komplecie potencjometry obrotowe i gałki do nich.

Zewnętrzne potencjometry powinny być dołączone za pomocą możliwie krótkich przewodów, najlepiej każdy potencjometr oddzielnie za pomocą własnej trójki przewodów. Zbyt długie przewody łączące potencjometry mogą spowodować przenikanie do układu brumu sieciowego.

Układ zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga żadnego uruchamiania i od razu pracuje poprawnie.

Należy tylko odpowiednio podłączyć obwody zasilania, zgodnie z rysunkiem 2.

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2194.

Wykaz elementów

Rezystory
R1,R9: 100kΩ
R2,R10: 330Ω
R3,R5,R7,R8,R11,R13,R15-R18: 10kΩ
R4,R6,R12,R14: 3,3kΩ
PR1-PR3,PR5-PR7: 100kΩ A potencjometr obrotowy
PR4: 1kΩ A potencjometr obrotowy

Kondensatory
C1,C7: 100nF
C2,C4,C8,C10: 22nF
C3,C5,C6,C9,C11,C12: 4,7nF
C13,C14: 100nF ceramiczny
C15: 100µF/25V elektrolityczny
C16,C17: 100µF/16V elektrolityczny

Półprzewodniki
U1: TL074

Pozostałe
Pokrętła do potencjometrów

Ekonomiczny monitor... (c.d. ze str. 54)

Możliwości zmian

Zamiast układu TL062 można zastosować TL082 (072), trzeba się jednak liczyć z większym poborem prądu przez układ w stanie spoczynku (gdy dioda nie świeci). Urządzenie może być również pomocne przy ładowaniu akumulatora z prostownika, pełniąc rolę sygnalizatora (dioda czerwona – akumulator rozładowany, dioda zielona naładowany). Dołączając poprzez tranzystor (do wyjścia 7 U2) przekaźnik, możemy spowodować, że po naładowaniu akumulatora – układ będzie go odłączał od prostownika, po pewnym czasie zaś przyłączał. Może się wtedy okazać potrzebne dobranie innych wartości rezystorów R4-R7. Oczywiście układ wtedy trzeba zmontować na małej płytce, najlepiej uniwersalnej.

Wraz z kitem AVT-2102 układ ten może stanowić pewien „system" zabezpieczający akumulator. Niski koszt elementów zachęci z pewnością do skonstruowania tego urządzenia.

Dariusz Knull

Prosta iluminofonia

Do czego to służy?

Urządzenie służy oczywiście do uzyskiwania efektów świetlno-dźwiękowych.

Opisany układ różni się od wielu urządzeń tego typu, ponieważ... nie wymaga zewnętrznego zasilania. Układ iluminofonii jest dołączany wprost do wyjścia wzmacniacza, czyli równolegle do kolumn i jest zasilany przebiegiem sterującym głośniki.

Urządzenie zawiera trzy kanały i steruje pracą trzech żarówek. Dźwięki niskie, średnie i wysokie oddzielnie modulują jasność poszczególnych lamp. Obwody żarówek zasilane z sieci są galwanicznie odizolowane za pomocą transoptorów od części sterującej, wzmacniacza i głośników,

Urządzenie jest bardzo proste i tanie, wielu Czytelników zechce wykonać je w praktyce. Ze względu na obecność na płytce groźnego dla życia napięcia sieci energetycznej, młodzież nie powinna zabierać się za budowę prezentowanego układu bez fachowego nadzoru i kierownictwa.

Przy wykonywaniu urządzenia konieczne jest zachowanie obowiązujących przepisów bezpieczeństwa. Dotyczy to zwłaszcza obudowy i wszelkich obwodów znajdujących się pod napięciem sieci.

Jak to działa?

Schemat ideowy układu pokazano na rysunku 1.

Punkt oznaczony C jest masą układu. Przebieg zmienny zasilający głośniki podawany jest przez małą żarówkę na punkt A, a przez potencjometr na punkt B.

Napięcie podawane na punkt B jest prostowane. Dodatnie połówki sygnału są prostowane przez diodę D1 i ładują kondensator C1 dając dodatnie napięcie zasilające.

Podobnie połówki ujemne dają ujemne napięcie zasilające.

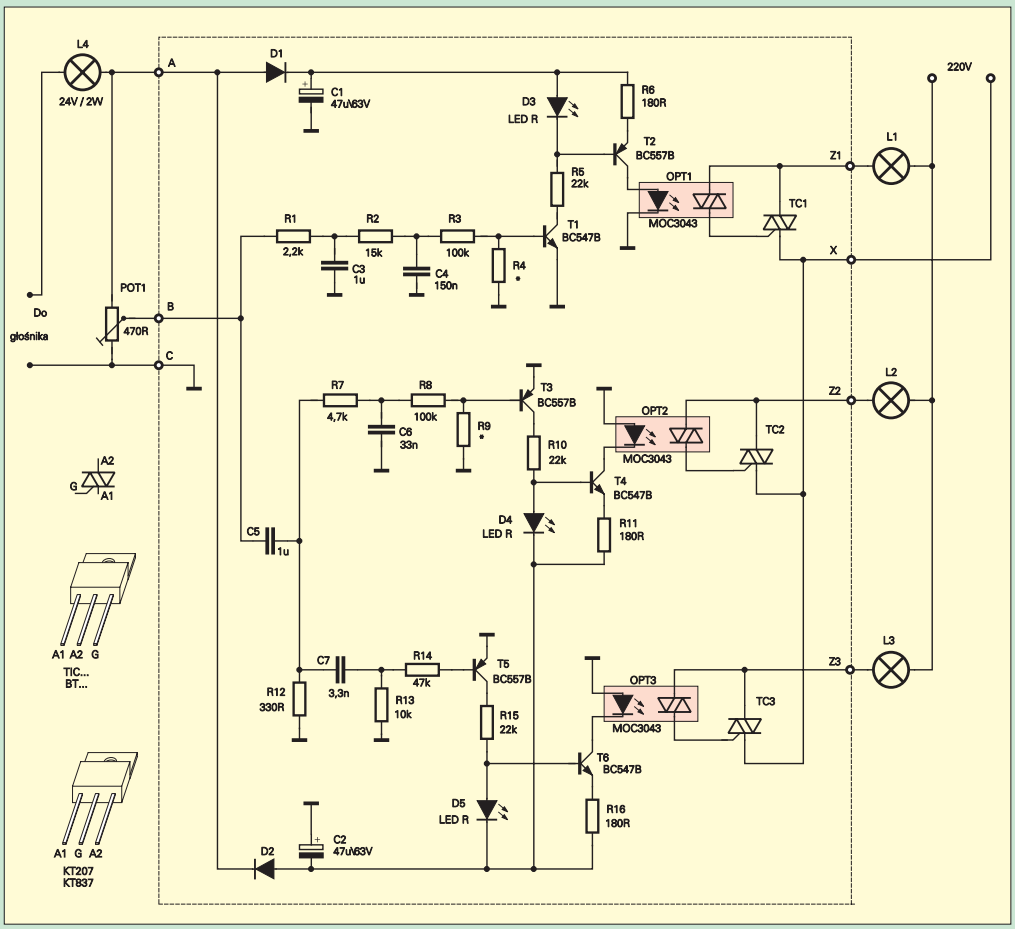
Jeden z trzech torów sterujących, (sterujący optotriakiem OPT1) zasilany jest dodatnim napięciem zasilającym. Jest to kanał z filtrem niskich częstotliwości.

Dwa pozostałe tory (z optotriakami OPT2 i OPT3) zasilane są ujemnym napięciem zasilającym.

Taka budowa umożliwia uproszczenie układu przez zastosowanie wspólnej masy. Wprowadzenie zasilacza dwupołówkowego (mostkowego) wiązałoby się z dużymi kłopotami z doprowadzeniem sygnału do filtrów, bo sygnały te nie powinny przechodzić przez prostownik. Stąd dwa prostowniki jednopołówkowe.

Sygnał z wyjścia wzmacniacza podawany jest także przez potencjometr POT1 na punkt A. Potencjometr umożliwi regulację czułości, niezależnie od mocy oddawanej przez wzmacniacz

Sygnał zmienny z punktu A jest doprowadzany do zespołu filtrów. Elementy R1 – R3, C3, C4 tworzą filtr przepuszczający tylko niskie częstotliwości. Dodatnie połówki tego przebiegu otwierają tranzystor T1. Prąd przepływający przez tranzystor T1 otwiera też tranzystor T2 i powoduje przepływ prądu przez optotriak OPT1. Tym samym otwarty zostaje triak TC1, sterujący pracą żarówki L1.



Rys. 1. Schemat ideowy

Dzięki obecności diody D3 i rezystora R6, tranzystor T2 pracuje jako źródło prądowe, czyli przy otwarciu T1, prąd kolektora T2 nie zależy od wielkości napięcia zasilającego

Podobnie działają tory średnich (C5, R7, R8, C6) i wysokich częstotliwości (C5, R12, C7 R13), jednak tu ujemne połówki sygnału otwierają tranzystory T3 i T5.

Rezystory R4 i R9 być może wcale nie będą potrzebne. Przewidziano je tylko w torach niskiej i średniej częstotliwości w celu ewentualnego obniżenia czułości tych torów. Jedynie przy odtwarzaniu starych nagrań analogowych, gdy zawartość składowych o wysokich częstotliwościach będzie mała, dla uzyskania mniej więcej równomiernego zapalania lamp, być może drogą eksperymentu trzeba będzie dobrać wartości rezystorów R4 i R9. Przeprowadzone próby z różnymi płytami kompaktowymi wykazały, że rezystory te nie są potrzebne.

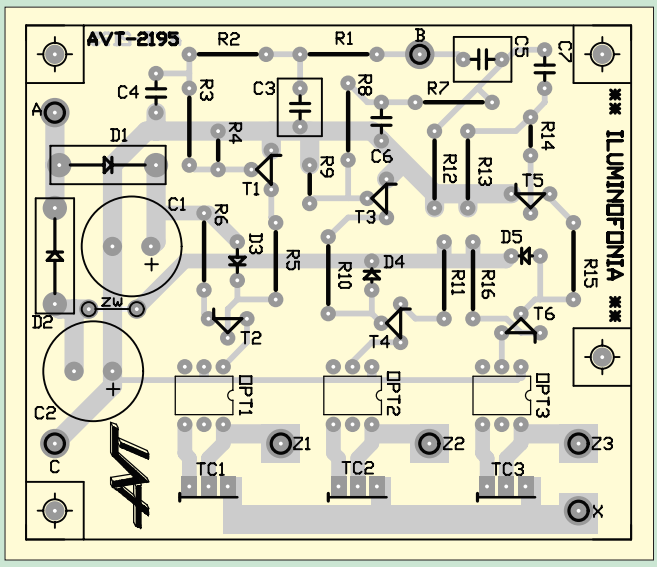
Gdyby ktoś chciał regulować niezależnie czułość tych dwóch kanałów, może zamiast tych rezystorów włączyć potencjometry o wartości 100kΩ, bazy tranzystorów T1 i T2 dołączyć do suwaków tych potencjometrów, a wartość rezystorów R3, R8 zmniejszyć do 10...47kΩ.

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na płytce drukowanej, pokazanej na **rysunku 2**. Montaż jest klasyczny, nie wymaga komentarza. Kolejność lutowania elementów nie jest istotna.

W egzemplarzu modelowym zamiast triaków BTA12 użyto starych czeskich triaków KT207/600. Wymagało to zamiany (wygięcia) ich wyprowadzeń.

Uwaga!
W urządzeniu występują napięcia mogące stanowić śmiertelne zagrożenie dla życia! Osoby niepełnoletnie mogą wykonać i uruchomić opisany układ tylko pod opieką wykwalifikowanych osób dorosłych.



Rys. 2. Schemat montażowy

Przy mocy żarówek do 100W na kanał, triaki nie wymagają radiatorów. Przy większej mocy żarówek, triaki trzeba wyposażyć w niewielkie radiatory wykonane z kawałka blachy. Uwaga! Ewentualne radiatory nie mogą być ze sobą połączone elektrycznie.

Generalnie montaż układu jest łatwy, nie sprawi trudności. Jedynym, ale za to poważnym problemem jest zapewnienie bezwzględnego bezpieczeństwa przed porażeniem. Tu trzeba zachować wymagania stawiane urządzeniom elektrycznym i dlatego początkujący koniecznie powinni zasięgnąć rady fachowców odnośnie obudowy, mocowania płytki i prowadzenia obwodów sieciowych..

Wypróbowano działanie układu z optotriakami MOC3021, nie mającymi obwodu wyzwalania przy przejściu przez zero napięcia sieci energetycznej. Wbrew oczekiwaniom, przy żarówkach o mocy 60W nie zaobserwowano zakłóceń w głośnikach.

Zakłócenia te mogą jednak dać o sobie znać w przypadku korzystania z radioodbiornika, albo też będą zakłócać odbiór stacji długo- i średniofalowych w najbliższym otoczeniu. Dlatego należy stosować optotriaki z obwodem wyzwalania przy przejściu napięcia sieci przez zero. Są to elementy rodziny MOC3041...3043.

Przy stosowaniu tych elementów nie trzeba się obawiać emisji zakłóceń.

Na schemacie wartość rezystorów R6, R11 i R16 wynosi 180Ω. Jest to wartość odpowiednia do wysterowania optotriaków MOC3043, których prąd wyzwalania (prąd diody LED) jest nie większy niż 5mA. W takiej sytuacji maksymalny pobór prądu przez wszystkie trzy optotriaki jest nie większy niż 15mA W przypadku stosowania mniej czułych optotriaków MOC3041 lub MOC3021 o prądzie wyzwalającym 15mA, wartości rezystorów R6, R11 i R16 należy zmniejszyć do 56...68Ω. Taka też wartość podana jest w spisie elementów.

Obecność żarówki L4 w zasadzie nie jest konieczna w przypadku dołączenia do wzmacniacza o mocy nie przekraczającej 15...20W. Jest pożądana, by w szczytach wysterowania, ładujące się kondensatory C1 i C2 nie były widziane przez wzmacniacz jako zwarcie.

Przy wzmacniaczu większej mocy szczytowe napięcia na wyjściu i napięcia na kondensatorach C1 i C2 mogą przekroczyć dopuszczalne napięcie pracy tranzystorów T1 – T6 wynoszące 45V, a nawet napięcie kondensatorów C1 i C2. W takim wypadku koniecznie trzeba zastosować żarówkę, a dodatkowo między punkty A i C włączyć dwie szeregowoprzeciwsobnie połączone diody Zenera o napięciu 33...45V. Ponieważ przebiegi będą obcinane przez diody Zenera, „górny" koniec potencjometru trzeba wtedy włączyć przez rezystor 470...2,2kΩ, przed żarówką, czyli od strony głośnika.

W ramach eksperymentów można także wypróbować działanie urządzenia, dodając trzy kondensatory filtrujące, włączone między masę a kolektory tranzystorów T1, T3 i T5. Powinny to być kondensatory o pojemności 0,22...1μF. W przypadku stosowania elektrolitów o pojemności 1...2,2μF, należy zwracać uwagę na biegunowość i stosować kondensatory na napięcie 63V.

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Wykaz elementów

Rezystory
R1: 2,2kΩ
R2: 15kΩ
R3,R8: 100kΩ
R4,R9: * patrz tekst
R5,R10,R15: 22kΩ
R6,R11,R16: 56...68Ω
R7: 4,7kΩ
R12: 330Ω
R13: 10kΩ
R14: 47kΩ
POT1: 470Ω (potencjometr obrotowy)

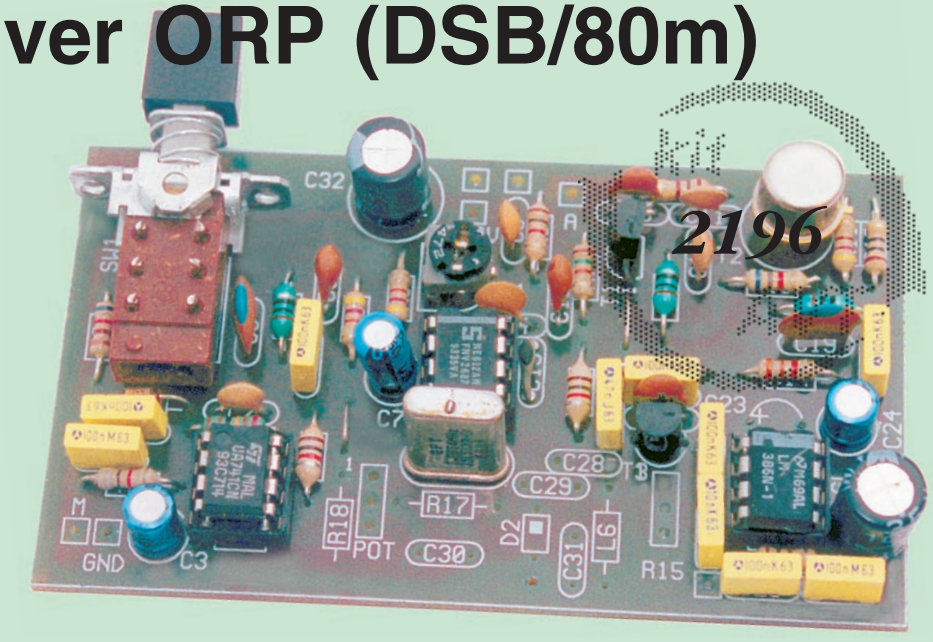
Kondensatory
C1,C2: 47μF\63V
C3,C5: 1μ stały
C4: 150nF foliowy
C6: 33nF foliowy
C7: 3,3nF foliowy

Półprzewodniki
D1,D2: 1N4002...7
D3-D5: LED czerwona 3...5mm
OPT1-OPT3: MOC3043 lub MOC3041
TC1-TC3: triak np. BTA12 (dowolne 400...600V 4...6A)
T1,T4,T6: BC547B
T2,T3,T5: BC557B

Pozostałe
L1-L3: żarówki 220V
L4: żarówka 24V 2W
Żarówki L1-L4 nie wchodzą w skład kitu AVT-2195

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2195.

Minitransceiver ORP (DSB/80m)



Do czego to służy?

Transceivery to urządzenia nadawczo-odbiorcze powszechnie wykorzystywane przez licencjonowanych krótkofalowców. Można je w ostatnim czasie bez problemu kupić w specjalistycznych sklepach ze sprzętem radiokomunikacyjnym, bądź na giełdach krótkofalarskich. Są to nowoczesne urządzenia wielopasmowe naszpikowane nowoczesną elektroniką (mikroprocesory, syntezery częstotliwości, wyświetlacze alfanumeryczne...) umożliwiające pracę w zasadzie wszystkimi dostępnymi emisjami. Jest tylko jeden drobny problem..., cena tych zabawek jest porównywalna z ceną samochodu. Oprócz tych urządzeń fabrycznych krótkofalowcy chętnie wykorzystują własnoręcznie zbudowane urządzenia o małej mocy czyli tak zwane QRP, przystosowane do pracy jednopasmowej SSB a rzadziej DSB. Dla mniej wtajemniczonych czytelników należy jednak rozszyfrować nie dla wszystkich zrozumiałe skróty SSB i DSB. SSB – (z ang. single side band) oznacza modulację jednowstęgową bez fali nośnej lub o zredukowanej fali nośnej (J3E, R3E).

DSB – (z ang. double side band) oznacza modulację dwuwstęgową ze zredukowaną falą nośną (A3E). Obydwie te emisje są emisjami o modulowanej amplitudzie, przy czym typowa emisja AM (z ang. amplitude modulation, np. program I PR emitowany na falach długich) zawiera oprócz dwóch wstęg bocznych również pełną falę nośną, która nie jest niezbędna, a powoduje niepotrzebne straty energii. Odbiór DSB musi jednak odbywać się na urządzeniach przystosowanych do SSB. Konstruowanie urządzeń jednowstęgowych wymaga pewnego przygotowania i nieco wiedzy praktycznej. Z tego też względu chcemy najpierw zaproponować wykonanie prostego urządzenia jednopasmowego DSB, które nie powinno przysporzyć problemów w uruchomieniu nawet zupełnie początkującym elektronikom.

Opisany układ, pomimo prostoty, z dobrą anteną KF może zapewnić dwustronną łączność na niewielkie odległości, a po rozbudowie może być wykorzystany również do innych zakresów częstotliwości.

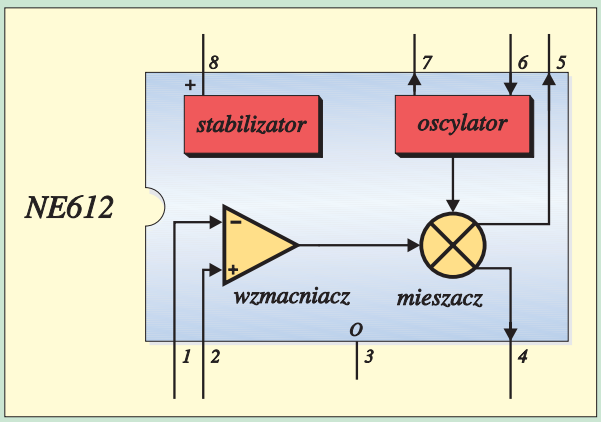
Jak to działa?

Sercem urządzenia jest układ scalony NE612 (SA612, 602), który jest budowany pod kątem zastosowań w radiokomunikacji; zawiera wzmacniacz, mieszacz oraz generator.

Uproszczony schemat blokowy układów scalonych NE 612 przedstawiono na **rysunku 1**.

Wewnątrz struktury tych układów znajdują się wzmacniacze różnicowe sterujące mieszaczem zrównoważonym (tzw. komórka Gilberta), oscylator/separator i skompensowane termicznie obwody polaryzujące. Z zasady działania NE612 są podobne do popularnych układów UL1042, jednak mają one znacznie lepsze parametry. Przede wszystkim charakteryzują się niskim współczynnikiem szumów, niskim poborem prądu oraz wysoką częstotliwością pracy.

Podstawowe parametry NE612:
- napięcie zasilania: 4,5...9V (typ. 6V)
- typowy pobór prądu: 2,4mA
- minimalna częstotliwość pracy: 500MHz
- minimalna częstotliwość pracy wewnętrznego oscylatora: 200MHz
- typowe wzmocnienie przemiany: 14dB (przy 50MHz)
- minimalna impedancja wejściowa: 1,5k
- typowa impedancja wyjściowa: 1,5k.



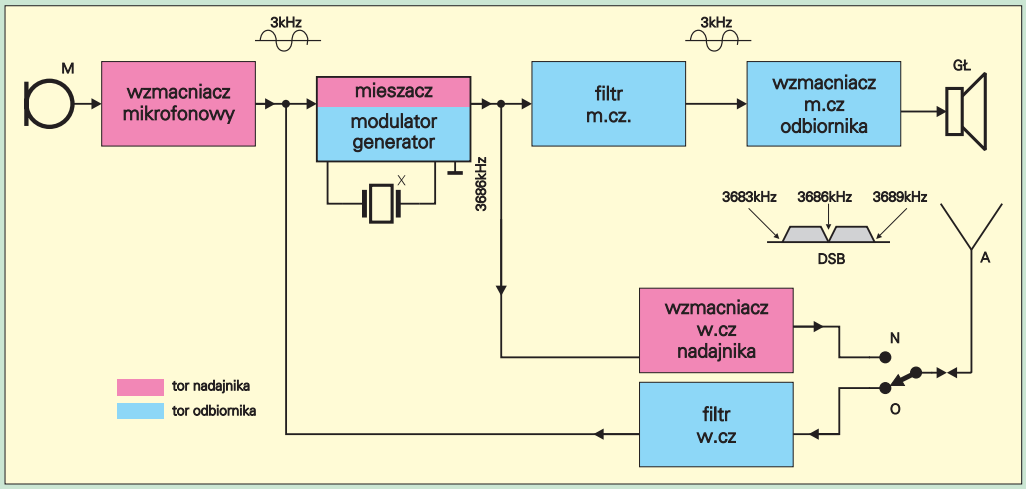
Rys. 1. Schemat blokowy układu NE612

Aplikacje wejść, wyjść oraz realizacje generatora mogą być realizowane na wiele sposobów (symetrycznie i niesymetrycznie). Wejścia w.cz. są symetryczne (wyprowadzenia 1 i 2 można zamieniać miejscami) oraz spolaryzowane wewnętrznie i nie powinny być już zewnętrznie polaryzowane stałoprądowo. Podobna sytuacja jest z wyjściami 4 i 5, które również są polaryzowane wewnętrznie i mogą być zamieniane miejscami. Wewnętrzny generator zapewnia oscylacje w zakresie poniżej 200MHz, z zastosowaniem rezonatora kwarcowego lub z przestrajanym obwodem rezonansowym. W przypadku konieczności użycia NE 612 dla częstotliwości pracy powyżej 200MHz należy doprowadzić do wyprowadzenia 6 sygnał z zewnętrznego generatora o amplitudzie 200...300mV.

Dokładne informacje o tych układach w zastosowaniach radiowych można znaleźć w jednym z zeszytów USKA wydawanych przez AVT.

Schemat blokowy opisywanego minitransceivera DSB przedstawiono na **rysunku 2**. Jest to urządzenie o bezpośredniej przemianie częstotliwości znane już czytelnikom EDW (odbiorniki nasłuchowe). Warto przypomnieć, że w takich układach odbierany sygnał małej częstotliwości uzyskiwany jest bezpośrednio z mieszacza (bez układów pośrednich – wzmacniaczy p.cz.) zaś sygnał nadajnika powstaje przez zmodulowanie fali nośnej sygnałem akustycznym.

Przy odbiorze sygnał z anteny poprzez filtr LC zestrojony na częstotliwość odbieraną podawa-

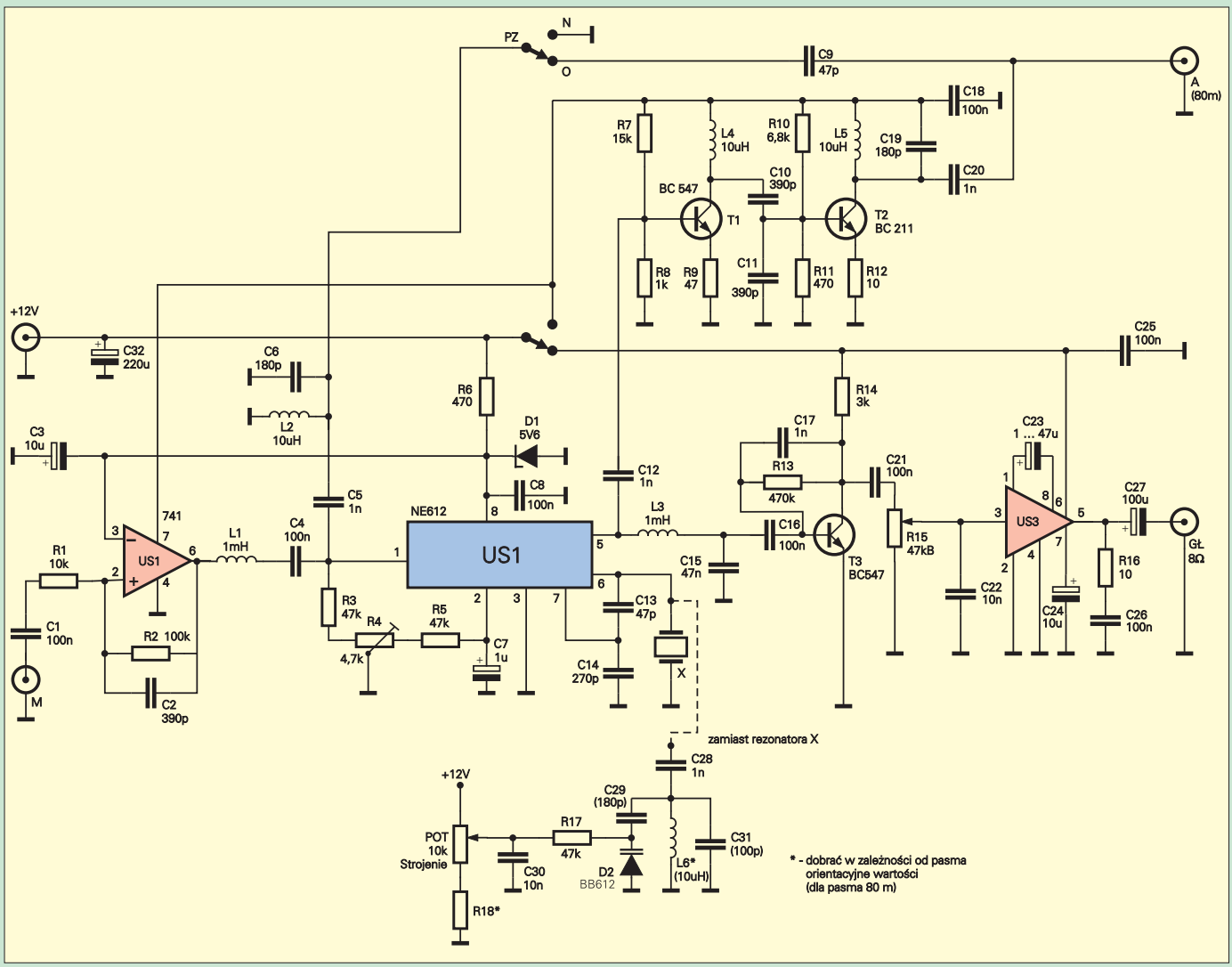


Rys. 2. Schemat blokowy minitransceivera DSB/80m

ny jest na stopień mieszający zwany detektorem zrównoważonym lub mieszaczem zrównoważonym. Jednocześnie na drugie wejście układu doprowadzony jest sygnał z generatora. W mieszaczu zrównoważonym doprowadzone sygnały wzajemnie się mieszają i znoszą, a w efekcie na wyjściu otrzymujemy sygnał małej częstotliwości, jako różnicę częstotliwości doprowadzonych. Sygnały będące sumą tych częstotliwości zostają odfiltrowanie do masy. Sygnał wyjściowy po odfiltrowaniu zbędnych produktów mieszania jest kierowany na wzmacniacz akustyczny o dużym wzmocnieniu. Od tego wzmacniacza zależy czułość i selektywność toru odbiornika.

Przy nadawaniu ten sam układ mieszacza pełni funkcje modulatora zrównoważonego, z tym, że na jego wejście oprócz sygnału z generatora fali nośnej podawany jest sygnał akustyczny z mikrofonu. Sygnał wyjściowy DSB po wzmocnieniu we wzmacniaczu wyjściowym zostaje skierowany do anteny. W sygnale wyjściowym oprócz resztek stłumionej fali nośnej występuje symetrycznie rozłożona dolna wstęga boczna (LSB) oraz górna wstęga boczna (USB). Szerokość emitowanego sygnału zależy od szerokości doprowadzonego sygnału m.cz. Decyduje tutaj głównie wartość górnych częstotliwości akustycznych – z reguły ograniczonych do wartości 3 kHz (wartość przyjęta w radiokomunikacji).

Schemat ideowy minitransceivera DSB właśnie z zastosowaniem NE 612 przedstawiono na **rysunku 3**. W układzie wykorzystano jeszcze tylko dwa układy scalone m.cz. i trzy popularne tranzystory.



Rys. 3. Schemat ideowy minitransceivera DSB/80m

Parametry opisywanego minitransceivera:
- częstotliwość pracy: ok. 3686kHz (zależy od zastosowanego rezonatora kwarcowego)
- czułość odbiornika: ok. 10uV
- moc wyjściowa nadajnika: ok. 300mW
- tłumienie fali nośnej nadajnika: ok. 40dB
- przełączanie O/N: Isostat
- zasilanie: 12V/100mA
- wymiary płytki drukowanej: 85x50mm
- antena: dipol 2 x 20m lub inna antena na pasmo 80m.

Sygnał z anteny poprzez styki przełącznika z filtru L5 C19 poprzez kolejny filtr L2 C6 (3,7MHz) podany jest za pomocą kondensatora C5 na wejście wzmacniacza układu scalonego US1 NE612 (pełniącego funkcję mieszacza). Do drugiego z wejść mieszacza jest doprowadzany sygnał z wewnętrznego oscylatora stabilizowanego rezonatorem kwarcowym X. Częstotliwość tego rezonatora może zawierać się w granicach 3,5...3,8MHz. Częstotliwość 3,686 MHz wynikła z łatwego dostępu do takich właśnie rezonatorów kwarcowych oraz z chęci pracy w części fonicznej to znaczy w zakresie 3,6-3,8MHz. Warto wspomnieć, że przy zastosowaniu rezonatora 3579kHz (równie łatwo dostępny) oraz układu kluczowania możliwa jest praca telegrafią (CW).

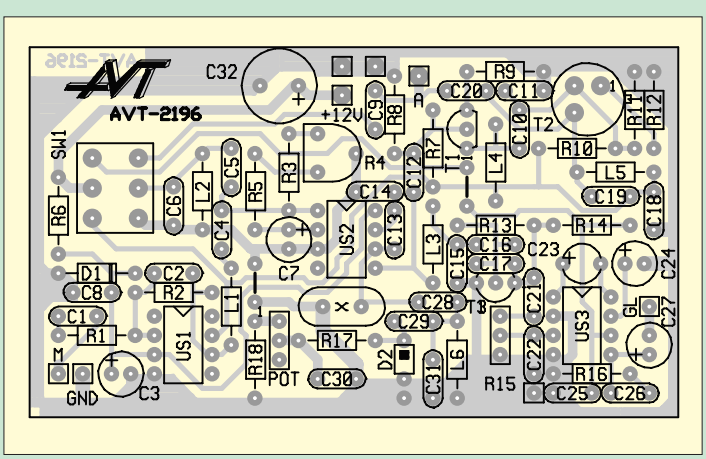
Wyjściowy sygnał m.cz. z wyprowadzenia 5 układu scalonego poprzez filtr dolnoprzepustowy L3 C15 i kondensator C16 podany jest na przedwzmacniacz m.cz, z tranzystorem T3. Kondensator C17 stanowi dodatkowy element mający wpływ na obcięcie wysokich częstotliwości (powyżej 3kHz). Wzmocniony sygnał m.cz. poprzez kondensator C21 i potencjometr siły głosu jest skierowany na właściwy wzmacniacz m.cz. na układzie scalonym US3, a następnie na głośnik dynamiczny 8Ω. Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza może zostać powiększone po zastosowaniu kondensatora C23, jednak w układzie modelowym nie było to konieczne, stąd brak tego kondensatora w spisie elementów oferowanego kitu.

Przy nadawaniu zasilanie 12V zostaje odłączone od wzmacniacza m.cz. odbiornika, a dołączone na zasilanie wzmacniacza mikrofonowego i wzmacniacz nadajnika. Jednocześnie wejście odbiornika poprzez styki przełącznika zostaje na czas nadawania zwarte do masy, nie dopuszczając do wzbudzenia układu. Sygnał z mikrofonu dynamicznego (np. dostępnej wkładki telefonicznej z serii W...) poprzez R1 C1 podany jest na pierwsze wejście wzmacniacza operacyjnego US1 (741) pełniącego funkcję wzmacniacza mikrofonowego. Rezystory R1, R2 decydują o wzmocnieniu układu, zaś kondensator C2 ma za zadanie zawężenie pasma m.cz. Drugie wejście wzmacniacza operacyjnego jest spolaryzowane napięciem zbliżonym do połowy napięcia zasilania pochodzącym z diody Zenera D1 wykorzystywanym do stabilizacji zasilania układu scalonego US2.

Wzmocniony sygnał m.cz. z mikrofonu poprzez dwójnik L1 C4 jest podany na to samo wejście co sygnał w.cz. odbiornika.

Zrównoważenia modulatora dokonano po stronie prądu stałego za pomocą potencjometru montażowego R4. Na wyjściu modulatora (wyprowadzenie 5) pojawia się fala nośna w takt zmian sygnału m.cz. z mikrofonu. W przypadku braku sygnału m.cz. (podczas przerw w mówieniu) na wyjściu występuje tylko resztkowy poziom fali nośnej. Tłumienie uzależnione jest od egzemplarza układu scalonego NE612, poziomu sygnałów wejściowych oraz ustawienia potencjometru R4 i wynosi około 100 razy. Przy precyzyjnym ustawieniu suwaka tego potencjometru (w okolicy środka wartości) na wyjściu modulatora występuje tłumienie fali nośnej i wynosi ponad 45dB.

Sygnał DSB poprzez kondensator C12 podany jest na dwustopniowy wzmacniacz z tranzystorami T1, T2. Tranzystor T1 (BC547) pracuje w klasie A z wyjściem rezonansowym L4 C10 C11 zestrojonym na środek pasma 80m. Wzmocniony sygnał DSB z dzielnika pojemnościowego podany jest na drugi stopień wzmacniacza liniowego z tranzystorem T2 (BC211) pracującego w klasie AB. Rezystory emiterowe R9 i R12 stanowią niewielkie ujemne sprzężenie zwrotne, poprawiające liniowość wzmacniacza oraz stanowią stabilizację temperaturową układu. Sygnał wyjściowy z filtru L5 C19 (3,7 MHz) poprzez kondensator sprzęgający C20 doprowadzony jest bezpośrednio do anteny. W celu powiększenia mocy wyjściowej nadajnika (w zależności od posiadanej licencji) należy dołączyć dodatkowy wzmacniacz liniowy na pasmo 80m wyposażony w filtr wyjściowy P.



Rys. 4. Schemat montażowy

Montaż i uruchomienie

Konstrukcja urządzenia została tak zaprojektowana, aby z uruchomieniem wersji podstawowej na pasmo 80m nie było większych problemów.

Minitransceiver został zmontowany na płytce drukowanej przedstawionej we wkładce. Wszystkie elementy oprócz mikrofonu, potencjometru sily głosu oraz głośnika rozmieszczono na płytce według rysunku 4. Uruchomienie urządzenia należy rozpocząć od sprawdzenia pracy generatora fali nośnej. W tym celu do wyprowadzenia 7 układu scalonego US2 poprzez kondensator o pojemności rzędu 10pF można podłączyć sondę w.cz. i ew. częstościomierz cyfrowy. Częstotliwość sygnału powinna być zbliżona do wartości podanej na obudowie rezonatora kwarcowego. Jeżeli układ generatora i wzmacniacz m.cz. pracują poprawnie (w głośniku słychać szum, a po dotknięciu palcem do C16 występuje charakterystyczny przydźwięk sieciowy) to po doprowadzeniu do wejścia antenowego minitransceivera sygnału w.cz. o częstotliwości zbliżonej do pracy naszego minitransceivera w głośniku powinien pojawić się sygnał akustyczny („pisk"). Przy przestrajaniu częstotliwości generatora po jednej i po drugiej stronie częstotliwości nośnej w odległości około 1kHz powinniśmy zaobserwować dwa wyraźne tony akustyczne (3685kHz i 3687kHz).

Warto pamiętać, że poprzez korekcję kondensatorów C15 C16 C21 C22 możemy wpływać na charakterystykę przenoszenia toru m.cz. a zarazem i na selektywność odbiornika. Powiększenie wzmocnienia wzmacniacza m.cz. zapewni dodatkowy kondensator C23, ale jego wartość powinna być dobrana doświadczalnie, aby nie doprowadzić do przesterowania układu i w konsekwencji wzbudzenia. Większą stromość zboczy od strony wyższych częstotliwości można uzyskać poprzez włączenie w szereg z dławikiem L3 dodatkowego dławika o wartości około 100 mH i skorygowaniu pojemności C15.

Przy uruchamianiu urządzenia na inną częstotliwość należy zastosować inne wartości cewek np. w pasmie 160m można wykorzystać dławiki o wartości 47µH, a na wyższych pasmach np. 1µH.

Potrzebne kondensatory w obwodach rezonansowych można wyliczyć, bądź dobrać doświadczalnie poprzez doprowadzenie sygnału z generatora w.cz.

W każdym razie stopniowo zmniejszając poziom doprowadzonego sygnału w.cz. i korygując wartości kondensatorów C6 i C19 dążymy do osiągnięcia jak największej czułości odbiornika.

Podczas nadawania wyjście antenowe minitransceivera powinno być obciążone miernikiem mocy w.cz. lub rezystorem 50Ω/0,5W z sondą w.cz. lub w ostateczności żarówką 6V/0,6W (żarówka rowerowa). Po przełączeniu urządzenia na nadawanie za pośrednictwem przełącznika Isostat na wyjściu urządzenia powinien występować niewielki poziom fali nośnej. Delikatnie przesuwając suwak potencjometru R4 powinniśmy doprowadzić do obniżenia poziomu praktycznie do zera (włókno żarówki nie powinno się żarzyć). Poziom sygnału w.cz. powinien zmieniać się w takt zmian sygnału m.cz. mikrofonu. Jeżeli po przełączeniu na nadawanie uzyskamy od razu duży poziom sygnału (żarówka będzie świecić pełną mocą) i nie będzie występowała reakcja na zmianę ustawienia suwaka R4 – będzie to świadczyło o wzbudzeniu wzmacniacza liniowego. W takim przypadku najpierw sprawdzamy prądy spoczynkowe tranzystorów T1 (3...5mA) i T2 (10...20mA). Pomiaru prądów można dokonać mierząc spadki napięć na rezystorze R9 (150...250 mV) i R18 (10...20 mV). Przy korekcji rezystorów R7 i R10 ustalających punkty pracy tranzystorów T1 i T2 należy pamiętać, że obniżenie wartości rezystorów powoduje wzrost prądów spoczynkowych. Poprzez korekcję wartości kondensatorów C10, C11, C19 możemy uzyskać maksymalną moc wyjściową sygnałów DSB oraz zmniejszyć poziom niepożądanych sygnałów harmonicznych. Sprawdzenia jakości sygnału DSB należy dokonać za pomocą odbiornika radiokomunikacyjnego przystosowanego do odbioru emisji SSB w pasmie 80m lub za pomocą drugiego identycznego minitransceivera. W przypadku przestrajania odbiornika SSB powinniśmy zaobserwować dwa jednakowo czytelne widma sygnału po jednej i drugiej stronie częstotliwości nośnej. Regulację wysterowania mikrofonu można wprowadzić poprzez wstawienie zamiast rezystora stałego R1 potencjometru o wartości 10k lub zamiast R2 potencjometru 1M (w szereg z rezystorem ograniczającym 10k).

Jeżeli opisane powyżej próby wypadły pomyślnie możemy załączyć właściwą antenę i uznać, że urządzenie nadaje się do prowadzenia dwustronnych łączności. Oczywiście prawdopodobieństwo zaliczenia łączności po uruchomieniu urządzenia akurat na kanale kwarcowym jest niewielkie, chyba że umówimy się z kolegą – również licencjonowanym krótkofalowcem – akurat na takiej samej częstotliwości. Niewielką zmianę częstotliwości można uzyskać poprzez włączenie w szereg z rezonatorem kondensatora (trymera 10-60pF) bądź dodatkowej cewki. Oczywiście włączenie pojemności spowoduje podwyższenie częstotliwości, zaś indukcyjności np. dławika 1µH – odpowiednio obniżenie częstotliwości. Nie należy jednak liczyć na korektę większą jak max 2kHz (na wyższych pasmach może być nieco więcej). Warto dodać, że istnieje w kraju klub SP-QRP-C, który organizuje zawody na sprzęcie QRP, a w każdy pierwszy poniedziałek miesiąca ma spotkania o godz 15:00-17:00 na częstotliwości 3560kHz (CW), 3650-3700kHz (SSB).

Minitransceiver powinien być zamknięty w metalowej obudowie i zasilany napięciem 12V (w terenie np. z akumulatora samochodowego).

Możliwości rozbudowy układu

Pewną wadą opisanego układu jest praca na jednej tylko częstotliwości. Problem ten można rozwiązać dołączając do wyprowadzenia 7 sygnał z przestrajanego generatora 3,5...3,8 MHz o amplitudzie około 0,3 V i dobrej stabilności częstotliwości (oczywiście po usunięciu dzielnika C13, C14 oraz rezonatora kwarcowego X i zablokowaniu nóżki 6 kondensatorem 10nF do masy).

Urządzenie można przystosować do innego zakresu pasm 160, 40 czy 20m najprościej poprzez wymianę rezonatora kwarcowego X i przestrojenie obwodów rezonansowych. Na wyższych częstotliwościach powyżej 10MHz należy wymienić tranzystory T1 i T2 na tranzystory o większej częstotliwości pracy np. 2N2369 i 2N3553. Przy pracy w pasmie CB czy 10m i powyżej należy zastosować szeregowy obwód LC wymuszający pracę rezonatora na częstotliwości overtonowej.

Można również zamiast rezonatora kwarcowego zastosować przestrajany obwód rezonansowy L6 C28...C31. Wszystkie te elementy niezbędne do modernizacji generatora (oprócz potencjometru R16 (są uwzględnione na płytce drukowanej AVT).

Chcąc pracować telegrafią należy rozrównoważyć generator poprzez przesunięcie suwaka R4 w skrajne położenie i kluczowanie stopnia mocy np. poprzez przerywanie obwodu emiterowego T1 (włączyć klucz między masę a R9). Można także rozrównoważyć modulator poprzez zwieranie za pomocą klucza wyprowadzenia 3 NE612 do masy.

Po zastosowaniu anteny kierunkowej (ramowej lub ferrytowej) dostrojonej do pasma 80 m odbiornik może posłużyć do radiopelengacji amatorskiej („łowy na lisa").

Wykaz elementów

Rezystory

R1: 10kΩ
R2: 100kΩ
R3, R5: 47kΩ
R4: 4,7kΩ (potencjometr montażowy)
R6, R11: 470Ω
R7: 15kΩ
R8: 1kΩ
R9: 47Ω
R10: 6,8kΩ
R12, R16: 10Ω
R13: 470kΩ
R14: 3kΩ
R15: 47kΩ/B (potencjometr obrotowy)
R17: 47kΩ
R18: dobrać
POT: 10kΩ (potencjometr obrotowy)

Kondensatory

C1, C4, C8, C16, C18, C21, C25, C26: 100nF
C2, C10, C11: 390pF
C3, C24: 10µF
C5, C12, C17, C20: 1nF
C6, C19: 180pF
C7: 1µF
C9, C13: 47pF
C14: 270pF
C15: 47nF
C22: 10nF
C23*: patrz tekst
C27: 100µF
C32: 220-470µF
C28: 1nF
C29: 180pF
C30: 10nF
C31: 100pF

Półprzewodniki

US1: 741
US2: NE612 (602)
US3: LM386
D1: 5V6
D2: BB612
T3, T1: BC547
T2: BC211
Cewki (dławiki w.cz.)
L1, L3: 1mH
L2, L4, L5: 10µH

Pozostałe

X: rezonator kwarcowy 3,686MHz (3,65...3,8MHz)
M: mikrofon dynamiczny (wkładka telefoniczna W...)
Gł: głośnik dynamiczny 8 Ω/0,5W
A: gniazdo antenowe typu BNC
Pz: przełącznik Isostat

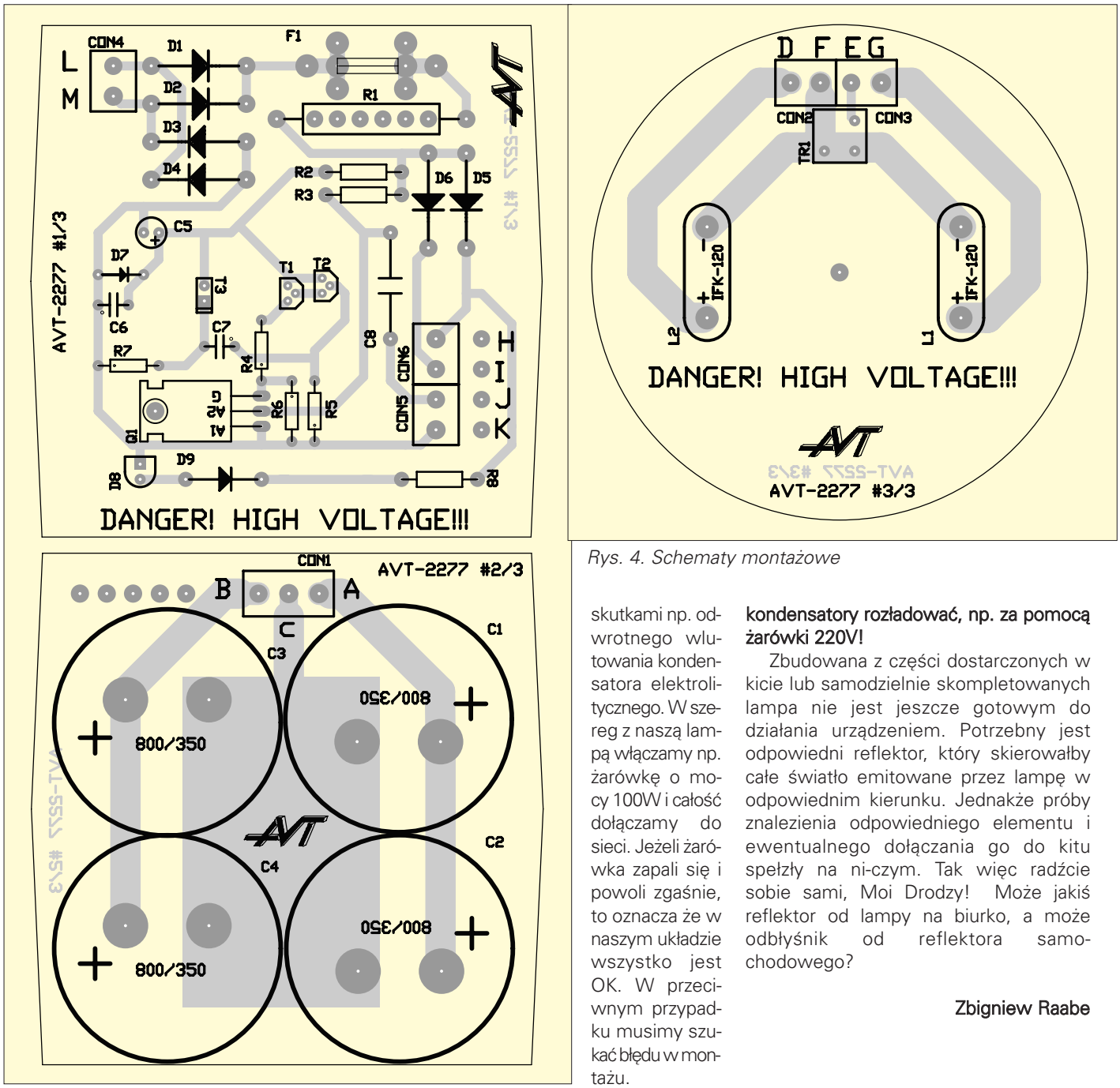
Uwaga! Elementy: POT, R17, R18, D2, C28...C31 są opcjonalne i nie wchodzą w skład zestawu AVT-2196B

Kolejnym usprawnieniem może być uzyskanie sygnału SSB poprzez dobudowanie do wejścia kondensatora C12 drabinkowego filtru z co najmniej 3 rezonatorów kwarcowych służących do wycięcia jednej zbędnej wstęgi bocznej.

Podane powyżej propozycje nie wyczerpują wszystkich możliwości modernizacji urządzenia a jedynie je sygnalizują i mogą być przeprowadzone przez bardziej doświadczonych elektroników.

Andrzej Janeczek

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2196.



Rys. 4. Schematy montażowe

Zakładamy, że montaż został przeprowadzony prawidłowo, ale musimy też pamiętać, że nie ma osób nieomylnych. Dlatego też przy pierwszym dołączeniu lampy do sieci energetycznej zastosujmy prosty środek zabezpieczający przed skutkami np. odwrotnego wlutowania kondensatora elektrolitycznego. W szereg z naszą lampą włączamy np. żarówkę o mocy 100W i całość dołączamy do sieci. Jeżeli żarówka zapali się i powoli zgaśnie, to oznacza że w naszym układzie wszystko jest OK. W przeciwnym przypadku musimy szukać błędu w montażu.

Pamiętajmy jeszcze o jednym: po wyłączeniu lampy z sieci kondensatory utrzymują swój ładunek przez długi okres czasu co może być przyczyną porażenia prądem. Przed przystąpieniem do jakichkolwiek manipulacji przy lampie należy kondensatory rozładować, np. za pomocą żarówki 220V!

Zbudowana z części dostarczonych w kicie lub samodzielnie skompletowanych lampa nie jest jeszcze gotowym do działania urządzeniem. Potrzebny jest odpowiedni reflektor, który skierowałby całe światło emitowane przez lampę w odpowiednim kierunku. Jednakże próby znalezienia odpowiedniego elementu i ewentualnego dołączania go do kitu spełzły na ni-czym. Tak więc radźcie sobie sami, Moi Drodzy! Może jakiś reflektor od lampy na biurko, a może odbłyśnik od reflektora samochodowego?

Zbigniew Raabe

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2277.

MEU

MAGAZYN ELEKTRONIKI UŻYTKOWEJ

- **Audio, współczesne amatorskie rejestratory cyfrowe 63**
- **DVD, (Prawie wszystko o DVD) 69**

AUDIO

Współczesne amatorskie rejestratory cyfrowe

Samodzielne nagrywanie było niegdyś podstawowym zajęciem użytkownika sprzętu Hi-Fi. Płyty własne i znajomych, kasety i taśmy szpulowe, radiowe listy przebojów, wreszcie przysłowiowe „imieniny u cioci" – wszystko to podlegało procesowi utrwalania na taśmie magnetofonowej. Kiedy w pierwszej połowie lat osiemdziesiątych pojawił się odtwarzacz CD, zrazu wszystkim wydawało się, że po pierwsze – jest to urządzenie gwarantujące absolutnie najwyższą jakość dźwięku, po drugie – że wraz z płytami CD jest i będzie na tyle kosztowne, że magnetofon, jako relatywnie tani „koń roboczy", pozostanie niezastąpiony w większości systemów. Wkrótce jednak okazało się, że oczekiwania co do jakości były nieco zbyt wygórowane, odtwarzacze CD mogą bardzo różnić się jakością dźwięku, a pierwsze urządzenia tego rodzaju raczej brzmiały gorzej niż lepiej, natomiast po piętnastu latach życia nowego standardu, mimo wysokich cen płyt CD, rozpowszechnił się on tak szeroko, że dzisiaj spotykany jest w większości systemów Hi-Fi i jest w posiadaniu nie tylko najbardziej zapalonych audiofilów.

Już po kilku latach od wprowadzenia CD było wiadomo, że nowy standard „wypalił", i że wraz z jego początkowo powolną, ale nieuchronną popularyzacją, magnetofon kasetowy będzie powoli odchodził do lamusa. Użytkownicy odtwarzaczy CD, po zapoznaniu się z nowym urządzniem, wygodą jego obsługi, większą bezawaryjnością, wreszcie wyższą jakością dźwięku, stwierdzali najczęściej, że posiadany magnetofon kasetowy to urządzenie nienowoczesne i mało komfortowe pod każdym względem. Jego jedyną, ale wspaniałą zaletą była możliwość nagrywania relatywnie tanich kaset i tworzenie dostępu do większych zbiorów muzyki. Gdyby udało się połączyć tę zaletę z jakością dźwięku i wszystkimi udogodnieniami wprowadzanymi przez technikę cyfrową... Producenci wiedzieli, że prędzej czy później będą musieli odpowiedzieć na takie zapotrzebowanie. Dla audiofilów, ceniących sobie jakość dźwięku, wygodę a także swoistą elegancję odtwarzania tylko oryginalnych płyt CD (jednak największy szyk to odtwarzanie czarnych płyt...), odtwarzacz CD zastąpił magnetofon – o ile oczywiście finanse pozwalają na kupienie każdej interesującej płyty. Natomiast większości „zwykłych" użytkowników sprzętu Hi-Fi, chcących z muzyką obcować w sposób niekoniecznie bezkompromisowy, natomiast trochę oszczędniejszy, odtwarzacz CD uświadomił anachroniczność analogowego magnetofonu i zalety zapisu cyfrowego, ale niestety magnetofonu sam nie zastąpił.

Pierwsze pomysły stworzenia cyfrowego rejestratora, który będzie mógł być użytkowany w warunkach domowych (profes-

jonalne, studyjne rejstratory cyfrowe istniały zanim stworzono standard CD), oparły się na wykorzystaniu nośnika znanego z techniki analogowej – taśmy magnetycznej. Była to najtańsza technologia, jednocześnie pozwalająca stworzyć analogowo-cyfrową hybrydę. DCC Philipsa był magnetofonem, który standardowe kasety magnetofonowe (Compact Casette) potrafił zapisywać i odtwarzać zarówno analogowo, jak i cyfrowo. Konkurencyjny DAT (pomysł Sony) jest magnetofonem działającym tylko w sposób cyfrowym, za to premią jest użycie wygodnych, małych kaset. Jednak mimo wprowadzenia techniki cyfrowej, urządzenia te nie wpisały się na trwale w domowe systemy Hi-Fi. DCC w zasadzie już przeminął, natomiast DAT znalazł uznanie wśród profesjonalistów – jako sprzęt stacjonarny i przenośny. Przyczyną niepowodzenia obydwu projektów na rynku Hi-Fi było najprawdopodobniej zastosowanie tradycyjnego nośnika magnetycznego – taśmy – która podlega szybkiemu procesowi starzenia, awariom, jest mało wygodna w użyciu (długi czas dostępu). Użytkownicy odtwarzaczy CD, „zepsuci" ich zaletami funkcjonalnymi, czekali na coś podobnego również w dziedzinie rejestratorów. Ciekawe, że kiedy rok-dwa lata temu pomysł DCC okazał się już raczej przegrany, stary kaseciak analogowy nadal utrzymywał silną pozycję. Czyżby rynek mówił więc – żadnych rozwiązań połowicznych; albo stare, sprawdzone standardy, albo coś zupełnie nowego (przypominającego odtwarzacz CD)? Jak się wkrótce okazało, rynek gotów był zaakceptować innego rodzaju kompromis. Porażka DCC była prawdopodobnie w dużej mierze spowodowana brakiem porozumienia między Philipsem i innymi producentami; Philips nie miał wśród japońskich potentatów sojuszników, którzy wraz z nim promowaliby nowe rozwiązanie.

Zanim przebrzmiał pomysł DCC, ok. pięciu lat temu, Sony rozpoczęło promocję systemu Mini-Disc. Aby zrozumieć, dlaczego mini-Disc jest jaki jest, trzeba przypomnieć, że w intencjach jego twórców powstał jako rozwiązanie mające zastąpić... walkmana. Miał być oczywiście urządzeniem (rejestratorem/odtwarzaczem) cyfrowym, wraz z wynikającą stąd wyższą jakością dźwięku i wygodą obsługi, ale funcjonalność, odporność na wstrząsy i uszkodzenie, małe wymiary, konieczne w przypadku urządzeń przenośnych-słuchawkowych, były ostatecznie ważniejsze niż audiofilska superjakość dźwięku. Dlatego zdecydowano się na wprowadzenie małej, 6,5-cm średnicy płytki o pojemności wielokrotnie mniejszej od pojemności 12-cm płyty CD (odpowiednio 140megabajtów i ok. 650 megabajtów); jednak mała płytka miała być gotowa do przyjęcia takiej samej porcji muzyki! Cudów nie ma, gdzieś musi tkwić sztuczka. Psychoakustycy opracowali specjalny system kompresji danych, który „oszczędza" tam, gdzie nasz słuch jest najmniej wrażliwy, zachowując pełną rozdzielczość i dokładność w kodowaniu cyfrowym w tych fragmentach dźwiękowego spektrum, gdzie nasz słuch pracuje z pełną czułością. Nowy system nazwany został ATRAC, i wprowadzony do pierwszych M-D pięć lat temu wywołał, mówiąc delikatnie, nie do końca entuzjastyczne komentarze. Sam sposób funkcjonowania M-D dobrze odpowiadał „walkmanowym" warunkom eksploatacji, ale jakość dźwięku pozostawiała wiele do życzenia. Elektronicy i psychoakustycy kontynuują więc swoją pracę, starając się kompresję danych uczynić mniej bolesną dla naszych uszu. Co roku powstają więc kolejne wersje systemu. Postęp jest rzeczywiście znaczący. Skłoniło to firmę Sony do zmiany orientacji i ideologii przypisanej systemowi M-D. Od kilku lat Mini-Disc pojawia się nie tylko jako urządzenie przenośne, ale również w stacjonarnych, domowych systemach Hi-Fi. Sony wykorzystało nie tylko poprawę jakości dźwięku oferowaną przez nowe generacje ATRAC, ale również pustkę, jaka zaczęła się pojawiać na rynku, gdy znikał z niego DCC, a w zamian nie pojawiało się nic sensownego i z szansami na rozpowszechnienie.

W tym miejscu wypada wyjaśnić, że kłopoty z określeniem i wprowadzeniem na rynek w pełni zadowalającego (konsumentów) standardu zapisu cyfrowego już od jakiegoś czasu wcale nie wynikają z bariery technologicznej. Producenci sprzętu Hi-Fi od lat są zwarci i gotowi, aby zaproponować w zasadzie wszystko, co można tylko sobie wymarzyć. Kij w szprychy od dawna wsadza przemysł muzyczny, który na rozpowszechnieniu się „kopiarek" cyfrowych może tylko stracić. Wiadomo, dlaczego użytkownicy sprzętu pragną posiadać jak najlepszy rejestrator cyfrowy – nie po to, aby nagrywać „imieniny u cioci", ale aby kopiować płyty CD. Każda płyta skopiowana to jedna mniej płyta sprzedana. Kwestia ochrony praw autorskich i zapobiegania przynajmniej masowemu przekopiowywaniu hamowała upowszechnienie rozwiązania najlepszego dla domowych systemów Hi-Fi – rejestratora płyt CD (12-cm), nie obarczonego kompromisem kompresji danych.

Pierwsze takie urządzenie zaprezentowała firma Pioneer trzy lata temu. PDR-05 – nagrywarka płyt kompaktowych z prawdziwego zdarzenia, była i jest do kupienia za ok. 5000 zł. To jednak drogo – stwierdzi większość, i będzie miała rację. Za taką sumę można kupić ładną kolekcję oryginalnych płyt kompaktowych, zamiast je przegrywać. PDR-05 jest urządzeniem pracującym z płytami typu CD-R, czyli nagrywalnymi jednokrotnie. Nie mamy więc możliwości takich, jakie dawała taśma magnetyczna, cierpliwie znosząca kolejne kasowania i zapisywania. Wynika z tego również problem, który pojawia się gdy podczas kopiowania popełnimy jakiś błąd – w żaden sposób nie możemy go poprawić. Rok temu Pionner wprowadził nowy rejestrator PDR-05. Jest to urządzenie tego samego typu co poprzednie (płyty CD-R), uproszczone w pewnych funkcjach, ale znacznie tańsze – ok. 3500 zł. Należy dodać, że obydwa urządzenia są jednocześnie pełnowartościowymi odtwarzaczami płyt CD.

Wreszcie pół roku temu ponownie odezwał się Philips. Po opłakaniu pechowego DCC, wprowadził urządzenie, które chyba najpełniej z dotychczasowych odpowiada zapotrzeboaniom użytkowników domowych systemów Hi-Fi. Jest to, podobnie jak urządzenia Pioneera, odtwarzacz/rejestrator płyt CD, ale pracuje zarówno z płytami jednokrotnego zapisu (CD-R), jak i z płytami wielokrotnego zapisu (CD-RW), które wreszcie można „katować" tak jak taśmę magnetofonową. Życie nagrywacza nadal jednak nie jest łatwe, ponieważ: płyty CD-RW są nieprzyzwoicie drogie (obecnie kosztują ok. 70 zł; w ich cenę wliczony jest wielki haracz dla przemysłu muzycznego), płyty CD-RW praktycznie nie można odtworzyć na innym urządzeniu niż opisywany Philips CDR 870. Philips obiecuje, że jego wszystkie przyszłe odtwarzacze CD będą kompatybilne z płytami CD-RW, i że do wprowadzenia takiej kompatybilności będzie nakłaniał innych producentów, ale tymczasem są to tylko plany (płyty CD-R można odtwarzać na dowolnym odtwarzaczu CD).

Mimo tych ograniczeń wydaje się oczywiste, że rejestratory CD Pionnera i Philipsa reprezentują koncepcję znacznie lepiej przystającą do oczekiwań użytkowników domowego sprzętu Hi-Fi, a już na pewno do wysokich wymagań audiofilów (jakość dźwięku!). Nie jest jednak wcale przesądzone, że właśnie te systemy zwyciężą w konfrontacji z Mini-Dyskiem. Ten ostatni miał już sporo czasu, aby szeroko się rozprzestrzenić; nosicielem jest dzisiaj nie tylko Sony, ale wiele innych japońskich firm. Sony, w odróżnieniu od Pioneera i Philipsa, udostępniło swoją technologię innym producentom, przez co zrobiło z nich w ten sposób swoich konkurentów na rynku M-D, ale jednak, co ważniejsze, sojuszników w promowaniu nowego systemu. Dlatego wchodząc dzisiaj do dużego sklepu ze sprzętem Hi-Fi, z pewnością natkniemy się na chociaż jeden Mini-Disc, a PDR i CDR to raczej rarytasy.

Sony MDS JA-30ES. Cena: 3400 zł). Piękny, luksusowo wyposażony Mini-Disc, działający w oparciu o nowoczesny ATRAC 4.5. Jest to już prawie sam szczyt techniki M-D – w ofercie Sony znajduje się jednak jeszcze droższy model, MDS JA-50ES, nagrodzony przez EISA jako rejestrator cyfrowy roku 1997/98.

Tajemnice formatu M-D

W 1992 roku firma Sony przedstawiła propozycję nowego formatu, w którym nośnikiem jest niewielki, „mini" dysk o średnicy 64mm, zamknięty w plastykowej obudowie o wymiarach kwadratu 7x7 cm. Takie „maleństwo" mieści 74 minuty muzyki oraz dodatkowo komplet informacji tekstowych (np. nazwę dysku, tytuły utworów). Minidisc jest więc znacznie mniejszy od płyty CD i kasety; ponieważ jest nośnikiem cyfrowym, daje to dostęp do wielu atrakcyjnych funkcji użytkowych, o których dalej, ponieważ płytka jest zamknięta w kasecie, nie jest narażona na uszkodzenia, tak jak płyta CD – wszystko to tworzy nośnik niezwykle wygodny.

Funkcjonalność systemu M-D nie ma sobie równych wśród innych systemów zapisu cyfrowego.

Oprócz nadawania nazw dyskom, poszczególnym ścieżkom oraz wprowadzania daty i czasu rejestracji, format Minidisc oferuje przydatne, zaskakujące wręcz możliwości edycyjne. Skasować można dowolną ścieżkę (wówczas automatycznie zmniejszają się o jeden numery utworów umieszczone za skasowaną ścieżką), lub zawierający się pomiędzy dwoma, dowolnymi punktami A-B fragment muzyczny. Jeden utwór można podzielić na dwie części, wykonać operację odwrotną tj. „skleić" dwie ścieżki w jedną oraz zupełnie dowolnie przesuwać względem siebie utwory.

Mimo małych wymiarów płytki, parametry cyfrowego zapisu odpowiadają standardowi płyty kompaktowej: 16 bitów z częstotliwością próbkowania 44.1kHz; na płytce zapisać można 74 minuty. W jaki sposób na tak niewielkiej powierzchni udaje się zmieścić tyle muzyki, co na 12-centymetrowym „kompakcie"? Pojemność CD wynosi 650 megabajtów, M-D mieści jedynie 140 megabajtów. Potrzebna więc jest kompresja danych przed ich zapisem. W tym celu opracowano system o nazwie ATRAC, wciąż udoskonalany. Podstawowym założeniem użytej w M-D kompresji jest analiza sygnału wejściowego z punktu widzenia psychoakustyki. Działanie systemu opiera się na wyodrębnieniu składowych dźwięku, na które człowiek jest najbardziej wrażliwy i zakodowanie ich z dużą dokładnością, poddając części mniej istotne mocniejszej kompresji.

Równolegle z Sony, produkcją kości ATRAC zajmują się inne firmy (np. Sharp, Matsushita/Technics). Dzisiaj generacja 4.5 jest ostatnim słowem Sony, podczas gdy Sharp proponuje już numer 5. Nowe wersje są w pełni kompatybilne z poprzednimi. Pierwsze dostępne rejestratory M-D (z układami ATRAC 1 i 2) charakteryzowały poważne ograniczenia w jakości dźwięku – szum w przerwach między nagraniami i słyszalne zniekształcenia w cichych pasażach. Nowe wersje są znacznie lepsze, w najdroższych urządzeniach można uzyskać jakość zbliżoną do jakości z tanich odtwarzaczy CD.

Istnieją dwa typy dysków M-D: nagrane fabrycznie, których nie można w żaden sposób zmodyfikować, oraz czyste, gdzie dokonujemy wielokrotnych rejestracji. Sam proces zapisu i odczytu w technologii Minidisc wygląda następująco: materiał zapisywalnej warstewki to stop żelaza, kobaltu i terbu; metoda zapisu opiera się na „magnetycznej modulacji pola" (Magnetic Field Modulation) – polega ona na jednoczesnym zapisie wiązką lasera o mocy 4.5mW oraz głowicą magnetyczną. Aktualnie zapisywany obszar jest podgrzewany laserem do temperatury Curie (jest to temperatura, przy której materiał może być magnetyzowany dość słabym polem – w przypadku stopu, z którego wykonano warstwę zapisu dysku, jest to 180°C), podczas gdy powierzchnia głowicy magnetycznej styka się z drugą stroną dysku odwzorowując wejściowy sygnał, a konkretniej magnetyczne stany N i S. Kiedy laser minie rozpatrywany obszar, po jego ostygnięciu warstwa zachowuje nadane jej właściwości. Odtwarzanie odbywa się z wykorzystaniem tego samego lasera, pracującego z dziesiątą częścią mocy oraz efektu Faradaya. Różnice w polaryzacji odbitego światła wynikają z rodzaju obszaru, na który trafia wiązka. Układ optyczny potrafi odtworzyć na tej podstawie zarejestrowany kod pól N i S. Technologia użyta w nośnikach M-D jest więc technologią magneto-optyczną.

Kenwood DM-5090. Cena: 1700 zł. Jeden z najtańszych rejestratorów M-D. Do tej pory rejestratory płyt CD nie potrafiły zejść poniżej pułapu 2000 zł, dlatego w segmencie urządzeń tanich Mini-Disc jest bezkonkurencyjny.

Wykonując pierwsze nagrania zastanawiałem się w jaki sposób MD (nagrywarka CD również) rozróżnia początki ścieżek. Poprzez złącze cyfrowe odbywa się to automatycznie. W przypadku sygnałów analogowych mamy do wyboru dwie możliwości. Podczas nagrywania początki utworów mogą być rozpoznawane na podstawie dwusekundowej ciszy, lub wstawiane manualnie przez użytkownika (w przypadku Minidisc podziału na utwory dokonać można równie dobrze po zapełnieniu całego dysku).

Cena 74-minutowego, czystego M-D to około 25zł.

TEAC MD-H500. Rejestratory M-D są już tak rozpowszechnione, że występują w najróżniejszych standardach wielkościowych i wzorniczych. Coraz częściej spotyka się je w systemach mikro, mini i midi.

Philips CDR 870. Cena: 2000 zł. Pierwszy na świecie amatorski rejestrator płyt wielokrotnego zapisu (CD-RW). Nagrywa także płyty CD-R, używać go można również w prozaicznej roli odtwarzacza CD.

Tajemnice rejestratorów płyt CD

Rejestratory CD, w odróżnieniu od M-D, są bardzo podobne do odtwarzaczy CD (taki sam nośnik, a więc taki sam transport). W chwili obecnej znane są dwa rodzaje urządzeń, wprowadzone przez dwie firmy. Pioneer proponuje urządzenia o symbolu PDR-05 i PDR-04, będące rejestratorami płyt jednokrotnego zapisu, Philips urządzenie o symbolu CDR 870, bedące rejestratorem płyt jednokrotnego zapisu i wielokrotnego zapisu. Jednak jak narazie płyty zapisu wielokrotnego mogą być odtworzone praktycznie tylko na urządzeniu Philipsa. Obydwa rodzaje rejestratorów są rownocześnie pełnowartościowymi odtwarzaczami CD.

Występują więc dwa rodzaje czystych płyt: do pojedynczego zapisu, z oznaczeniem CD-R, i do wielokrotnego zapisu – CD-RW.

Obydwa krążki posiadają warstwę odbijającą światło. Na CD-R warstwa ta jest złota, na CD-RW – srebrna. Pozwala to na łatwą identyfikację płyt. Podstawowa różnica między dwoma typami płyt polega na innym współczynniku odbicia światła. W przypadku CD-R wynosi on 40%-70%, wielokrotnie zapisywalny CD-RW to już tylko 15%-25%.

Zapis na dysku CD-R odbywa się przez podgrzanie warstwy zapisu wiązką laserową o mocy rzędu 4-11mW do temperatury około 250˚C. Następuje wówczas zmiana struktury warstwy, która kurczy się tworząc tzw. jamkę. Zmieniając moc lasera uzyskujemy obraz zapisu – taki jak na zwykłej, „gotowej" płycie. Proces ten wygląda nieco inaczej na dysku CD-RW. Warstwę zapisu tworzy stop srebra, antymonu, indu oraz telluru. W stanie początkowym (czysta płytka) ma on strukturę polikrystaliczną. Moc lasera, który podgrzewa tutaj powierzchnię do temperatury przekraczającej temperaturę topnienia (ok. 500-700 stopni) wynosi 8-14mW. Następuje wówczas topnienie kryształów, które przechodzą w fazę niekrystaliczną, a powstające w ten sposób jamki tworzą obraz nagrania. Ochłodzona warstwa zachowuje nadane jej w procesie nagrywania właściwości.

Kasowanie płyty CD-RW to proces odwrotny do jej nagrywania. Warstwę niekrystaliczną należy po prostu doprowadzić do stanu krystalicznego. W tym celu podgrzewa się ją do temperatury 200 stopni, a więc znacznie niżej niż przy zapisie i utrzymuje tak przez jakiś czas. Kasowanie trwa w praktyce ok. 37 minut (dla całego dysku), co byłoby czasem raczej niedopuszczalnym z punktu widzenia przyszłego użytkownika. Ustalono, więc iż wystarczy zmienić dane w obszarze zawierającym informacje o umiejscowieniu ścieżek, pozostawiając bez zmian rzeczywisty obraz nagrań. W związku z tym, jak na pewno domyśla się większość Czytelników, musi istnieć możliwość zapisu na istniejących już danych. Proces ten realizuje się łącząc ze sobą technologie kasowania i nagrywania. Zapełnioną już płytę nagrywa się po prostu ponownie. Wypalane na nowo „jamki" trafiają w miejsca poprzednio nagrane (nic się wówczas nie zmienia), lub czyste (następuje zmiana struktury opisana wyżej). Istnieją jednak obszary, gdzie poprzedni zapis pozostawił „jamki", a nowy sygnał wymaga „czystych" pól. Taki obszar podgrzewa się wówczas zgodnie z zasadami kasowania przywracając mu wyjściową strukturę krystaliczną.

Odtwarzanie dysków CD-R na zwykłych odtwarzaczach jest możliwe tylko po „finalizacji" płyty. Co to oznacza? Sporządzając nagranie zapisujemy jeden po drugim kolejne utwory. Na nagrywarce można, po zarejestrowaniu kilku ścieżek odsłuchać efekty naszej działalności. Gdy zdecydujemy się, że obecna postać jest postacią finałową i nic już nie będziemy dogrywać, „finalizujemy" płytę. Operacja trwa kilka minut i polega na wpisaniu informacji TOC (table of contents – tablica zawartości) o numerach ścieżek i ich pozycjach do specjalnego

Pioneer PDR-04. Cena: 3400 zł. Drugi (tańszy) rejestrator płyt jednorazowego zapisu (CD-r), zaproponowany przez Pioneera. Chociaż cena wyższa od bardziej wszechstronnego Philipsa, to urządzenie to, razem z PDR-05, jest specjalnie atrakcyjne dla audiofilów, gdyż oferuje najwyższą, osiągalną do tej pory jakość zapisu cyfrowego dla użytkowników domowego sprzętu Hi-Fi.

obszaru płyty. Z tą chwilą dysk nagrywalny staje się zwykłą płytą CD, którą odtwarzamy na klasycznych odtwarzaczach i do której nie można już niczego więcej dograć.

Największym, choć wydaje mi się że słusznym ograniczeniem systemu jest zabezpieczenie przed seryjnym kopiowaniem. Gdyby układ SCMS, realizujący tę funkcję nie istniał, amatorska, służąca przecież głównie do zastosowań domowych nagrywarka audio stałaby się idealnym narzędziem do łamania praw autorskich. Mówiąc najkrócej, polega to na tym, że skopiowana już z oryginalnej płyty kopia na CD-R, lub CD-RW nie da się dalej powielać. Dotyczy to przegrywania na drodze cyfrowej. Sygnał podawany przez wejścia analogowe nie jest już w żaden sposób kontrolowany.

Płyty CD-R do celów audio kosztują obecnie 19zł, a CD-RW 79zł. Ceny są wysokie, bowiem wliczono w nie opłaty na rzecz ochrony praw autorskich. Na testowanych obok nagrywarkach nie można używać popularnych z zastosowań komputerowych płyt CD-R PRO, które dostępne są już za 5zł. Nie można znaczy tutaj: sprawdziliśmy – nie da się. Podkreślam to celowo, gdyż wielu znajomych, mimo licznych zapewnień nie chciało w to wierzyć.

Redakcja miesięcznika Audio przeprowadziła serię testów rejestratorów cyfrowych (nr 5/98). Zebrane wnioski: Wyraźnie słychać, że starsze wersje układów ATRAC brzmią gorzej od nowych; generalnie rejestratory M-D brzmią na poziomie dwa – trzy razy tańszych odtwarzaczy CD; ograniczenie jakości dźwięku słychać zwłaszcza w zakresie wysokich tonów (stępienie, mała przejrzystość), i w zakresie przestrzenności dźwięku (panorama stereofoniczna często ograniczona, ściśnięta). Rejestratory CD brzmią wyraźnie lepiej, prowadzi Pioneer PDR-04 (PDR-05 nie był testowany), na płytach CD-R Philips niewiele mu ustępuje, na płytach CD-RW jest już nieco gorzej, choć wciąż lepiej niż na większości M-D.

M-D

Za: Wygoda obsługi, małe wymiary, zabezpieczenie przed uszkodzeniem, duże możliwości „zabawy w nagrywanie", duży wybór wśród różnych modeli różnych producentów, wprowadzenie M-D do samochodowego sprzętu audio.

Przeciw: Jakość dźwięku najczęściej niższa niż w przypadku odtwarzaczy CD i rejestratorów CD-RW; rejestratory M-D oczywiście nie odtwarzają płyt CD, więc praktycznie trzeba posiadać równocześnie odtwarzacz CD i rejestrator M-D.

Zanim kupisz: Sprawdź, czy zastosowany system ATRAC nie jest starszy niż generacji 3,5; w przeciwnym razie jakość dźwięku będzie niska; nowsze generacje układu oferują wyraźnie lepsze brzmienie.

Rejestratory CD

Za: Wysoka jakość dźwięku (zwłaszcza na płytach CD-R), możliwość odczytu oryginalnych płyt CD (nie trzeba posiadać oddzielnego odtwarzacza CD)

Przeciw: Wysokie ceny nośników CD-RW, jednokrotność nagrania nośników CD-R, mały wybór wśród urządzeń.

Zanim kupisz rejestrator CD: Jeżeli nie jesteś audiofilem ceniącym sobie jakość dźwięku ponad wszystko, to M-D dostarczy ci chyba więcej zabawy.

Połączenia cyfrowe

Aby dokonać rejestracji sygnału cyfrowego, należy sygnał ten do rejestratora dostarczyć – banał. Nie jest jednak obojętne, w jaki sposób to nastąpi. Transmisja danych cyfrowych przebiegać może dwoma rodzajami połączeń – optycznym lub elektrycznym (najczęściej koaksjalnym). Eksperci zgodnie stwierdzają, że połączenie elektryczne daje generalnie lepsze rezultaty niż optyczne. Niestety, ani nie wszystkie odtwarzacze CD, ani nie wszystkie rejestratory M-D posiadają połączeniowe gniazda elektryczne (opisywane rejestratory CD na szczęście mają gniazda elektryczne). Brak gniazda koncentrycznego i konieczność użycia połączenia cyfrowego znacznie redukuje potencjał tkwiący w cyfrowym źródle, z którego nagrywamy. Jednak również w obrębie samych kabli cyfrowych występują duże różnice w jakości. Kabel to kabel – będą przypuszczać laicy, i będą się bardzo mylić. Jak stwierdziliśmy podczas testów, dobry kabel (elektryczny) określa poziom jakości tak daleki od poziomu uzyskiwanego z kablem najsłabszym, że różnica może być porównywalna do różnicy między dwoma generacjami systemu ATRAC; użycie lepszego lub gorszego kabla może w dużym stopniu zmienić obraz dźwiękowy. Niestety dobry kabel, jak wszystko co dobre, sporo kosztuje (najlepszy w naszym teście – Tara Labs master Digital – 1400 zł/0.6m). Wydatek ten trzeba jednak uwzględnić, zwłaszcza gdy mając na uwadze wysoką jakość dźwięku myślimy o rejestratorach płyt CD.

Andrzej Kisiel,
Radosław Łabanowski

W poprzednich numerach EdW można było znaleźć informacje o nowych dyskach, oznaczonych charakterystycznym logo z literkami DVD. Dyski te pomału wchodzą do powszechnego użycia, dlatego warto się z nimi bliżej zapoznać. Niniejszy artykuł zawiera informacje zarówno o właściwościach technicznych nowego dysku, jak i o różnorodnych możliwościach jego wykorzystania.

(Prawie) wszystko o DVD

Przez długie wieki historii ludzkości możliwości przechowywania informacji były bardzo ograniczone. Pismo umożliwiało wprawdzie zachowanie informacji, ale siłą rzeczy pojemność dawnych nośników była niewielka. Zarówno papirus, tabliczki gliniane, jak też inskrypcje kute w kamieniu nie dawały zbyt szerokiego pola do popisu. Nic dziwnego, że dla potomności utrwalano jedynie informacje, które aktualny władca uznał za najważniejsze (prawie zawsze były to doniesienia o potędze i zwycięstwach tego władcy). Innym środkiem przekazu informacji były rzeźby i obrazy.

O ile (zwykle upiększone) portrety niektórych starożytnych władców przetrwały na obrazach i rzeźbach aż do dziś, i o ile zachowało się wiele starożytnych tekstów, o tyle bezpowrotnie znikły informacje o mowie dawnych ludów. Archeolodzy mogą się tylko domyślać, jak brzmiały języki starożytne.

Zapewne świat wyglądałby zupełnie inaczej, gdyby od dawna ludzkość potrafiła zapisywać nie tylko swe myśli w postaci pisma, ale też dźwięki i ruchome obrazy. Niestety, trzeba było na to czekać całe tysiąclecia.

Pierwsze urządzenia do zapisu dźwięku pojawiły się pod koniec XIX stulecia. Podobnie było z filmem. Niedawno obchodziliśmy przecież stulecie kina.

Nie trzeba chyba nikogo przekonywać, jak niedoskonałe były pierwsze urządzenia do rejestracji i odczytu obrazu oraz dźwięku. Najpierw był woskowy walec, winylowa płyta i czarnobiała taśma filmowa, potem magnetofon (najpierw z drutem, potem z taśmą) i magnetowid. Dopiero w drugiej połowie XX wieku upowszechniły się sposoby przekazu obrazów i dźwięków w miarę dobrej jakości. Najstarsi i starsi Czytelnicy EdW zapewne wiedzą, co to Technicolor. To na ich oczach pojawiła się kolorowa telewizja. To oni z utęsknieniem czekali na możliwości zakupu także w naszym kraju sprzętu audio oznaczonego magicznym symbolem Hi-Fi. To czekanie trwało całe lata, niemniej jednak to niewątpliwie wiek dwudziesty przyniósł coraz szybszy postęp w zakresie metod zapisu obrazu i dźwięku.

Ogromnym przełomem w tej dziedzinie było pojawienie się płyty kompaktowej. Bez ryzyka można powiedzieć, że był to milowy krok w historii zapisu obrazu i dźwięku.

W roku 1980 firmy Sony i Philips uzgodniły format stereofonicznego zapisu dźwięku o jakości niedostępnej do tej pory w sprzęcie powszechnego użytku. W roku 1982 Sony wypuściła pierwszy odtwarzacz płyt kompaktowych CDP-101 i pierwszą płytę kompaktową z albumem Billy Joela.

Niebywały sukces płyty kompaktowej skłonił jej twórców do poszukiwań nowych możliwości jej wykorzystania.

Kluczem do takich możliwości był fakt, że zapis na płycie kompaktowej w rzeczywistości jest zapisem cyfrowym, zawierającym tylko „zera" i „jedynki". Owe zera i jedynki reprezentowane są przez tak zwane pity. Te pity to po prostu mikroskopijne wgłębienia warstwy czynnej płyty. W pierwszym przybliżeniu można przyjąć, że owe pity odpowiadają bitom, znanym z techniki komputerowej. Płyta CD jest odtwarzana za pomocą promienia lasera, a nie za pomocą jakiegoś rodzaju mechanicznej „igły", i dzięki temu płyta nie traci jakości, niezależnie od częstotliwości jej używania. Laserowa głowica odczytująca musi być prowadzona wzdłuż spiralnej ścieżki.

Zogniskowane światło lasera albo odbija się od gładkiej powierzchni czynnej płyty, albo trafia na pit (wgłębienie) i rozprasza się. Odbite światło pada na fotodiodę odbiorczą. Sygnał z fotodiody zawiera informacje o zapisanych zerach i jedynkach. O wymaganej precyzji zarówno zapisu, jak i odczytu może świadczyć fakt, że odstęp pomiędzy ścieżkami (podobnymi nieco do ścieżek na czarnej płycie gramofonowej) wynosi na płycie kompaktowej około 1,6µm, czyli na szerokości jednego milimetra zmieści się ponad 600 ścieżek!

Dzięki takiej miniaturyzacji na płycie CD można zmagazynować 650 megabajtów informacji (650MB x 8 bitów) czyli inaczej mówiąc ponad 5 miliardów „zer" i „jedynek" co starczy na ponad 70 minut muzyki doskonałej jakości. Możesz sobie wyobrazić, że na każdej twojej płycie CD jest tyle tych „zer" i „jedynek", że mógłbyś po jednym bicie podarować niemal każdemu mieszkańcowi naszego globu! Niebagatelna ilość! Nic dziwnego, że szybko zaproponowano różnorodne wykorzystanie takich ilości informacji. Przecież bity informacji nie muszą wcale kodować dźwięków muzyki czy mowy. Równie dobrze mogą kodować litery, cyfry i inne znaki, albo też ruchome czy nieruchome obrazy.

I oto w roku 1985 firmy Philips i Sony wprowadziły standard zapisu na płycie kompaktowej informacji komputerowych. Pojawił się CD-ROM. Łatwo (a może właśnie niełatwo) sobie wyobrazić, jaką masę danych można zapisać na tych 650 megabajtach, jeśli z grubsza biorąc, jeden bajt odpowiada jednej literze. 650 milionów liter... O zadziwiającej pojemności CD-ROMów mogą się przekonać choćby posiadacze katalogów elementów elektronicznych – na jednym krążku zawarte są dane zajmujące w wersji drukowanej kilkadziesiąt opasłych tomów.

W roku 1985, gdy ustalano standard CD-ROMa, pojemność 650 megabajtów przyprawiała o zawrót głowy. Dopiero niedawno, około trzech lat temu byliśmy świadkami rozpowszechnienia się twardych dysków komputerowych o pojemności tego rzędu. W połowie lat osiemdziesiątych „twardziele", nazywane wtedy Winchesterami, miały pojemności rzędu 20MB.

Nic więc dziwnego, że obok płyt CD-audio, wielką karierę zrobiły także CD-ROMy, oraz że stosunkowo szybko pojawiły się płyty umożliwiające samodzielny zapis informacji. Potrzebne są do tego specjalne płyty, oznaczone CD-R oraz nagrywarki. Dziś nagrywarki płyt CD-R są powszechnie dostępne dla każdego chętnego. Właśnie na takich płytach archiwizowany jest każdy numer EdW.

Zdecydowanie skromniejszą karierą zrobiły płyty zgodne ze standardem CD, umożliwiające wielokrotne zapisywanie i kasowanie informacji (CD-RW). Wszystko wskazuje, że takie płyty i drogie stacje dla nich, są bezpowrotnie skazane na wymarcie.

Nie odniosły też znaczącego sukcesu płyty VideoCD, umożliwiające zapisanie do 74 minut filmu o jakości porównywalnej z przeciętnym magnetowidem VHS. Osiągnięcie tak dużego czasu odtwarzania wydawać się może wielkim sukcesem, bo przecież do zapisu ruchomych obrazów wymagane jest znacznie więcej informacji, niż do zapisu dźwięku. A przecież pierwotny standard CD-audio umożliwia zapis na płycie jedynie 74 minut muzyki. Tak duży krok do przodu w dziedzinie cyfrowego zapisu ruchomych obrazów stał się możliwy dopiero na początku lat 90-tych, dzięki zastosowaniu specjalnego sposobu kodowania.

Jak wspomniano, pojawienie się płyty VideoCD nie były żadnym przełomem. Po pierwsze czas odtwarzania równy 74 minuty nie daje możliwości zapisania na płycie całego filmu pełnometrażowego, co jest bardzo istotne z punktu widzenia wytwórni filmowych. Po drugie, jakość obrazu, składającego się z około 250 linii, każda po 352 punkty, nie był zadowalający.

Należy zaznaczyć, że płyty VideoCD nie były jedynymi płytami do zapisu filmów. Już w roku 1979 wprowadzono płyty LD (Laser Disc). Płyta LD ma średnicę 30 lub 20cm, czyli jest znacznie większa od 12-centymetrowej płyty CD. Na jednej stronie pozwala zapisać 60 minut filmu (przy zapisie dwustronnym -120 minut. Te odczytywane laserem płyty nie są jednak płytami cyfrowymi. Wprawdzie jakość obrazu jest dobra, jednak różne względy zadecydowały o tym, iż płyty te nie stały się znaczącą konkurencją dla kaset magnetowidowych.

Oprócz płyt (i odtwarzaczy LD) które zdobyły sobie pewne niewielkie miejsce na rynku, pojawiły się także płyty i sposoby zapisu obrazów, przeznaczone dla specyficznych zastosowań. Przykładowo przed kilku laty pojawiły się płyty systemu -vision (o średnicy 12cm) i Digital LD (o średnicy 30cm), które umożliwiały zapis odpowiednio 2100 megabajtów i 5400...10000 megabajtów informacji. Te kosztowne systemy, przeznaczone dla konkretnych celów (pierwszy dla komercyjnych instalacji karaoke, tak popularnych w Japonii, drugi dla świata biznesu), nigdy nie rozpowszechniły się w znaczącym stopniu.

W 1990 roku światło dzienne ujrzał LD-ROM – odpowiednik CD-ROMa. Również on nie zdobył miejsca na rynku.

W każdym razie, na początku lat 90-tych pojawiły się płyty mogące zmagazynować znacznie więcej informacji, niż „stara" płyta CD. Drugim bardzo ważnym zjawiskiem był gwałtowny rozwój systemów kodowania obrazu.

Wiadomo było od dawna, że dla uzyskania dobrej jakości obrazu wcale nie trzeba przekazywać dokładnej informacji o każdym punkcie obrazu (jak to jest w monitorze komputerowym). Oko i mózg ludzki dają się łatwo oszukać, a więc do zapisu i przesyłania wiernego, barwnego i ruchomego obrazu wcale nie są potrzebne zawrotnie duże ilości informacji.

Problem tylko w tym, jak „wyłuskać" z oryginalnego sygnału (pochodzącego na przykład z kamery) tylko to, co jest niezbędne. Oczywiście to „wyłuskiwanie" odbywa się na drodze cyfrowej, po zamianie sygnału na postać cyfrową, czyli po prostu na liczby. Uczelnie, instytuty naukowe i firmowe laboratoria badawcze od co najmniej kilkunastu lat bardzo intensywnie poszukują najlepszych sposobów takiego kodowania obrazu, by bez straty jakości, do przesyłania i zapisu zużyć jak najmniej informacji. Powstały pewne standardy, między innymi MPEG-1 i MPEG-2. Standardy takie są konieczne, by zapewnić wymienność (kompatybilność) sprzętu różnych wytwórców. Trzeba przyznać, że nowoczesne sposoby przetwarzania i kodowania

pozwalają zmniejszyć ilość informacji co najmniej kilku- a nawet kilkudziesięciokrotnie, w porównaniu z „surowym" cyfrowym sygnałem wideo.

Tak samo jest z zapisem audio – systemy MPEG (i nie tylko te) pozwalają radykalnie zmniejszyć ilość przesyłanych czy zapisywanych informacji bez straty subiektywnie odczuwanej jakości dźwięku.

I właśnie dwa wymienione czynniki: możliwości wytwarzania płyt o pojemności ponad 1000 megabajtów, oraz zastosowanie zaawansowanych sposobów (algorytmów) kodowania obrazu i dźwięku umożliwiły powstanie bohatera tego artykułu – krążka DVD.

Powstanie standardu DVD

Do narodzin krążka DVD przyczyniły się dwie potężne grupy interesów.

Pierwsza to grupa związana z rynkiem komputerów. Z upływem czasu komputery osobiste stawały się coraz szybsze, mogły nie tylko przetwarzać i obrabiać sygnały audio wysokiej jakości, ale zarysowała się możliwość odtwarzania przez nie ruchomych obrazów. Pojawiło się hasło – multimedia. O ile prezentowanie przez komputer wolno zmieniających się obrazów i dźwięków nie było żadnym problemem, o tyle z ruchomym obrazem i dźwiękiem nie poszło tak łatwo. Powstały różne sposoby zapisu ruchomych obrazów, ściślej – filmów. O jakości współczesnych multimedialnych filmów, zapisywanych na CD-ROMach, a pokazywanych na monitorze komputera, może się przekonać niemal każdy posiadacz komputera. Na pewno jakość obrazu jest daleka od zadowalającej.

Lata 1993...94 były okresem poszukiwań zadowalającego standardu dla rodzących się multimediów. W grudniu 1994 roku Sony i Philips zaproponowały, by standardem stały się ich zalecenia, zwane MMCD (MultiMedia CD). W styczniu 1995 siedem firm amerykańskich, japońskich i francuskich zaproponowało, by jako standard przyjęto ich system, oznaczony SD (Super Density).

Tyle o pierwszej grupie.

Drugą grupą były wytwórnie filmowe z Holywood. Siedem największych studiów filmowych stworzyło w sierpniu 1994 komitet doradczy do spraw nowej płyty do zapisu filmów.

Komitet ten nie zajmował się drobiazgowo wszystkimi szczegółami technicznymi, sformułował natomiast następujące życzenia:

– płyta powinna mieć wymiary takie, jak płyta CD (5 cali – 12 centymetrów średnicy)
– czas odtwarzania jednej strony – minimum 135 minut filmu
– jakość obrazu lepszą niż dysk LD
– dźwięk: cyfrowy system surround (5+1 kanałów)
– możliwość zapisu dźwiękowego dialogów w 3...5 językach
– dodatkowe napisy w kilkudziesięciu językach.

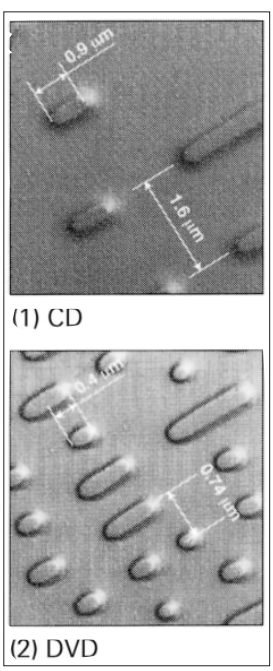
Mając powyższe życzenia na uwadze, wspomniane wcześniej firmy produkujące sprzęt elektroniczny, po dyskusjach doszły w końcu do zgody i 15 września 1995 roku przyjęły „Standard DVD". Struktura dysku i inne podstawowe cechy wzięto z systemu SD, natomiast technologia przetwarzania sygnału została wzięta z systemu MMCD.

W ten sposób praktycznie wszystkie czołowe, liczące się w świecie firmy produkujące sprzęt stworzyły wspólny standard, który ma ogromną szansę dłużej pozostać na rynku.

Można powiedzieć, że w standardzie tym znalazły odbicie wszystkie znaczące wcześniejsze osiągnięcia w zakresie wytwarzania pojemnych dysków oraz przetwarzania sygnału.

Co bardzo ważne, zarówno dla komputerowców, jak i posiadaczy bibliotek płyt CD, nowy nośnik jest w sumie bardzo podobny do wcześniejszych płyt CD i można bez większego trudu zapewnić kompatybilność w dół, to znaczy by dzisiejsze płyty CD-Audio oraz CD-ROMy były odtwarzane bez większego problemu w nowych odtwarzaczach i stacjach DVD.

Skrót DVD, zgodnie z pierwotnym przeznaczeniem, rozszyfrowywano jako Digital Video Disc. Obecnie, gdy podobnie jak w przypadku dysku CD, otworzyły się szerokie możliwości innego wykorzystania, DVD interpretuje się jako Digital Versatile Disc (Versatile – wszechstronny)



Rys. 1. Gęstość zapisu na płytach CD i DVD

Przed omówieniem tych możliwości, należy się zapoznać ze szczegółami technicznymi

Szczegóły techniczne

Budowa dysku DVD w pierwszym przybliżeniu jest podobna do popularnego dysku CD. Identyczne są wymiary zewnętrzne: średnica i grubość. Dla większości dociekliwych Czytelników EdW najważniejsze będzie pytanie: w jaki sposób udało się zwiększyć pojemność płyty o średnicy 12cm z 650MB do 4700MB (4,7GB). Odpowiedź można znaleźć na **rysunku 1**. Lewy rysunek pokazuje w dużym powiększeniu rozmieszczenie pitów na powierzchni dysku CD. Prawy rysunek pokazuje w tej samej skali powierzchnię dysku DVD.

Jak z tego widać, radykalne zwiększenie pojemności uzyskano przez zmniejszenie wymiarów pitów i zagęszczenie ścieżek. Czy tylko?

Nie tylko. Dla zapewnienia niezawodnego odczytu danych, stosuje się specjalne kody korekcyjne. Najprostszym przykładem jest dodanie do każdych 8 bitów, dodatkowego dziewiątego bitu, którego wartość zależy od liczby jedynek w bajcie (chodzi o to, by całkowita liczba jedynek w każdej takiej dziewięciobitowej porcji bitów była, powiedzmy, parzysta). Taki najprostszy sposób jest stosowany przy przesyłaniu informacji przez łącze szeregowe komputera. Ten sposób nie jest jednak zbyt dobry, bo co najwyżej pozwala stwierdzić przy odbiorze, że nastąpiło przekłamanie (i to nie zawsze).

Opracowano znacznie lepsze sposoby (algorytmy) kodowania pozwalające nie tylko stwierdzić wystąpienie błędu, ale też go skorygować. Oczywiście wymaga to dodania do zapisywanych (lub przesyłanych) danych, nadmiarowej informacji (redundancja), która przy odczycie posłuży do skorygowania ewentualnych błędów. W standardzie CD ta nadmiarowa informacja stanowi około 25% informacji użytecznej. Natomiast w systemie DVD stanowi jedynie około 15%. To również w zauważalnym stopniu zwiększa użyteczną pojemność dysku.

Na pierwszy rzut oka wydawałoby się, iż maksymalną gęstość upakowania pitów wyznacza jedynie dokładność pozycjonowania głowic odczytujących, które cały czas muszą być prowadzone precyzyjnie wzdłuż aktualnie odczytywanej ścieżki. Sprawa jest jednak znacznie ciekawsza. Owszem, konieczne jest zapewnienie niezawodnego śledzenia ścieżki. Nie polega to jednak na bezwzględnej precyzji mechanicznej prowadzenia głowicy. Przecież żaden mechanizm nie zapewni wymaganej dokładności prowadzenia głowicy, wynoszącej poniżej 1µm. Nie miałoby to zresztą sensu,

bo nie sposób również zapewnić idealnie centrycznego umieszczenia w mechanizmie odtwarzacza dysku z podobną dokładnością. O idealne prowadzenie głowicy odczytującej wzdłuż ścieżki dba specjalny układ serwomechanizmów, współpracujący z układem odczytującym głowicy. Minimalne odchylenie głowicy od właściwego położenia powoduje zmianę sygnału optycznego w kilkuelementowej fotodiodzie odczytującej i zadziałanie miniaturowych elektromagnesów, które na bieżąco, podczas odtwarzania korygują położenie głowicy.

W razie większych wstrząsów, gdy układ zgubi jednak właściwą ścieżkę, układ sterujący na podstawie zapisanych na płycie informacji o ścieżkach potrafi odnaleźć zgubioną pozycję.

Ale precyzja mechaniczna i zdolności śledzenia ścieżki to nie wszystko. W grę wchodzą tu bowiem właściwości optyczne.

Do odczytu płyty wykorzystuje się laser. W starszych odtwarzaczach CD był to laser wytwarzający promieniowanie podczerwone. Obecnie niektóre odtwarzacze zawierają lasery świecące światłem czerwonym. W każdym razie długość fali świetlnej współczesnych odtwarzaczy jest nie krótsza niż 780nm. Trzeba pamiętać, że te 780nm to 0,78µm, czyli długość większa, niż odstęp ścieżek płyty DVD (wynoszący 0,74µm)! Zasada odczytu informacji z płyt CD i DVD polega na tym, że światło lasera zostaje skupione przez odpowiedni układ optyczny (soczewki) dokładnie na powierzchni czynnej płyty (która jest położona za przezroczystą warstewką ochronną). Światło to odbija się od tej powierzchni, bądź rozprasza się w miejscu wgłębień – pitów. Ilustruje to **rysunek 2**. Przy okazji wyjaśnia on, dlaczego drobne zarysowania powierzchni płyty nie przeszkadzają w odczycie – promień lasera jest zogniskowany dopiero na wewnętrznej warstwie czynnej, natomiast na powierzchni płyty plamka światła jest jeszcze dość duża.

Odbite światło jest rejestrowane przez wspomniany zespół fotodiod. Sygnał elektryczny z tych fotodiod niesie zarówno informację odczytaną z dysku, jak również pozwala serwomechanizmom na bieżąco utrzymywać głowicę nad ścieżką.

Problem w tym, że światło lasera ma być zogniskowane w maleńką plamkę o średnicy mniej więcej takiej, jak odstęp między kolejnymi ścieżkami. Plamka nie może być znacząco większa, bo odczytywane byłyby pity sąsiednich ścieżek. Kwestia zapewnienia na bieżąco właściwej odległości głowicy od wirującej powierzchni dysku (by zawsze plamka była optymalnie zogniskowana) to już inny problem, również związany ze wspomnianymi fotodiodami. Gorzej, że z pewnych zasad optyki wynika, iż nie sposób skupić promieniowania o pewnej długości fali w plamkę o średnicy mniejszej, niż (z grubsza biorąc) wynosi długość tej fali. Ograniczenie to nietrudno zrozumieć. Wynika z niego prosty wniosek, że do odczytu płyt DVD musi być użyty laser o krótszej fali świetlnej niż w odtwarzaczu CD.

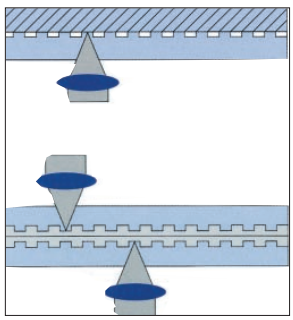
W odtwarzaczach DVD stosuje się czerwono świecące lasery, dające światło o długości fali 635...650nm.

Ta pobieżna analiza wskazuje, iż dalsze zwiększanie gęstości zapisu nie jest ograniczone dokładnością wykonania płyt czy odtwarzaczy, ale wymagałoby przede wszystkim zastosowania laserów o znacznie krótszej długości fali świetlnej, na przykład laserów niebieskich, bądź niebieskozielonych. Takie lasery nie weszły jeszcze na rynek – nadal są w fazie prób.

Rysunek 3 pokazuje różnicę w umieszczeniu warstwy czynnej w płycie DVD i płycie CD. Zmniejszenie grubości warstwy ochronnej z 1,2 do 0,6mm ma pewien wpływ na uzyskanie dobrego ogniskowania strumienia świetlnego. Są to jednak szczegóły dość skomplikowane i mające mniejsze znaczenie.

Ważniejsze jest tu co innego.

Pokazane na rysunku 1 zagęszczenie ścieżek i zmniejszenie wymiarów pitu nie jest najważniejszą nowością w płycie DVD. Dzięki zmniejszeniu grubości warstwy ochronnej, płytę DVD można zapisać dwustronnie! Pozwala to zwiększyć pojemność dwukrotnie, do ponad 9 gigabajtów. Ilustruje to **rysunek 4**.



Rys. 4. Jednostronna i dwustronna płyta DVD

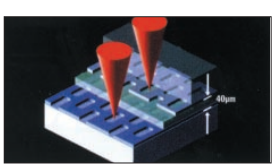
Płyta DVD składa się więc jakby z dwóch sklejonych ze sobą płyt, każda o grubości 0,6mm.

Taka symetryczna budowa płyty DVD jest też zaletą, bowiem ewentualne zmiany temperatury czy innych czynników nie będą powodować odkształcania płyty.

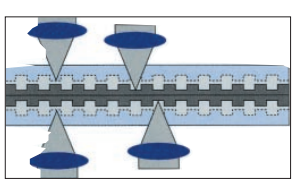
Ale to jeszcze nie wszystko.

Do odtwarzania dysków wykorzystuje się strumień światła lasera, skupiony do granic możliwości w maleńką plamkę. Jak pokazują rysunki 2 – 4, strumień światła tworzy stożek. Odczytywane pity muszą znajdować się dokładnie w wierzchołku tego stożka. Jeśliby były oddalone bliżej lub dalej, duża plama światła nie będzie w stanie odczytać pojedynczych pitów.

Właśnie tę właściwość wykorzystano do dalszego niemal dwukrotnego zwiększenia pojemności krążka DVD. Zastosowano mianowicie dwie warstwy czynne, umieszczone w odległości 40µm od siebie. Pokazuje to **rysunek 5**. Pierwsza warstwa (bliższa powierzchni) jest półprzepuszczalna. Dzięki temu można odczytać także drugą warstwę, położoną głębiej. Wszystko zależy od tego, na której warstwie zostanie zogniskowany promień lasera. W ten „prosty" sposób w płycie DVD uzyskuje się cztery warstwy (patrz **rysunek 6**), a całkowita pojemność sięga 17 gigabajtów.

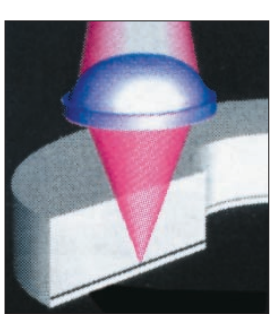


Rys. 5. Budowa płyty dwuwarstwowej

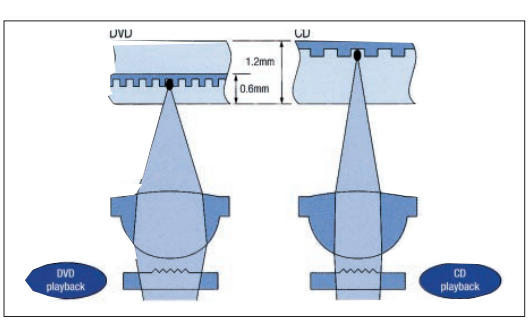


Rys. 6. Płyta dwustronna dwuwarstwowa

Powyższe informacje mogą rzeczywiście budzić podziw nad pomysłowością tych, którzy są twórcami płyty DVD i sprzętu do jej odtwarzania. Oto gęstość zapisu sięgnęła do granicy wyznaczonej przez długość fali światła lasera odczytującego. Wprowadzenie dwóch warstw czynnych na każdej stro-



Rys. 2. Ogniskowanie światła lasera na warstwie czynnej



Rys. 3. Umieszczenie warstwy czynnej w płytach CD i DVD

nie płyty niewątpliwie utrudniło i pogorszyło warunki pracy głowicy odczytującej. Postawiło to przed konstruktorami wyższe wymagania: by z sygnału słabszego niż w odtwarzaczu CD uzyskać niezawodny odczyt – jak wspomniano wcześniej – jeszcze bardziej niezawodny.

Podsumujmy wiadomości o pojemności krążka DVD:

Na jednej warstwie można zapisać około 4,7GB informacji. Na czterech warstwach daje się zapisać ponad 17 gigabajtów.

Nie znaczy to, że wszystkie płyty DVD będą mieć pojemność ponad 17 gigabajtów. Będą „zwykłe" płyty DVD o pojemności 4,7GB. Będziemy spotykać płyty o pojemności około 9GB, mające dwie warstwy czynne: dwustronne jednowarstwowe oraz jednostronne dwuwarstwowe. Dopiero płyty dwustronne dwuwarstwowe będą mieć maksymalną pojemność kilkunastu GB.

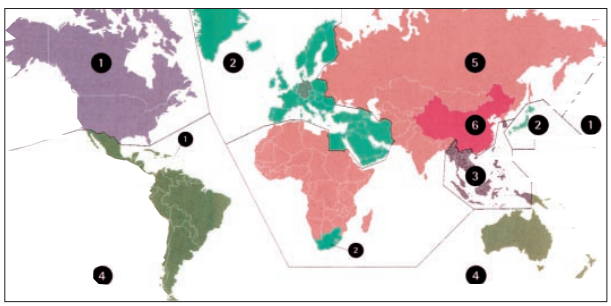
Trzeba przy tym pamiętać, że do zapisu filmu o czasie trwania 135 minut z powodzeniem wystarczy jedna warstwa. I to na tej jednej warstwie oprócz obrazu – pełnometrażowego filmu, zawarta będzie również ścieżka dźwiękowa. Ta ścieżka dźwiękowa to pięciokanałowy (plus dodatkowy kanał subwoofera) dźwięk w cyfrowym systemie surround o jakości nie gorszej, niż płyta kompaktowa (ewentualnie do siedmiu kanałów stereofonicznych). Do tego jeszcze dialogi (monofoniczne) w kilku językach oraz napisy w dalszych kilkunastu czy kilkudziesięciu. I wszystko to zapisane na jednej warstwie, z wykorzystaniem 4,7GB informacji.

Jak z tego wynika, płyta zawierająca cztery warstwy może zmagazynować ponad 8 godzin filmu, czyli albo cztery filmy pełnometrażowe, albo jeden film, ale z różnymi opcjami rozwoju akcji, bądź z zapisem obrazu z różnych kamer.

Film

W systemie DVD stosuje się zaawansowany sposób kompresji obrazu, zwany MPEG-2. Po tej kompresji ilość zapisanej na płycie informacji jest około 30 razy mniejsza, niż ilość informacji w „surowym" cyfrowym sygnale wideo. Pomimo tak ogromnego zmniejszenia ilości informacji, jakość obrazu jest bardzo dobra. Rozdzielczość obrazu wynosi 720 x 480 punktów, czyli lepiej niż w komputerowym monitorze z kartą VGA i znacznie lepiej, niż rozdzielczość obrazu z najlepszego magnetowidu VHS.

Szczegóły techniczne zapisu obrazu o wręcz studyjnej jakości to jedno, a specyfika rynku to drugie. Producenci filmów dbając o swe interesy wprowadzili specjalne kody dla płyt DVD z filmami. Chodzi o to, by na przykład filmy na płytach DVD, wypuszczane w pierwszej kolejności na rynek amerykański nie trafiały na inne rynki w tym czasie, gdy dane filmy wyświetlane są w kinach. Cały świat podzielono na sześć regionów czy stref – pokazano je na rysunku 7. Płyty



Rys. 7. Kody regionalne

przeznaczone dla każdej ze stref będą zawierać specjalny kod (regionalny). Odtwarzacze sprzedawane w tych strefach będą mogły odtwarzać tylko płyty z odpowiednim kodem regionalnym. Ma to zapobiec piractwu. W tym kontekście na uwagę zasługuje przydzielenie Chinom, światowemu liderowi w zakresie piractwa wszelakich nagrań audio, wideo i programów komputerowych, oddzielnego kodu regionalnego. Polska, jak i cała Europa ma kod regionalny 2.

Na marginesie można wspomnieć, że w prasie zachodniej ukazały się już pierwsze oferty sprzedaży przystawek „łamiących" zabezpieczenie kodem regionalnym. A wszystko to dzieje się w czasie, gdy DVD dopiero zaczyna zdobywać rynek.

DVD-Audio

Dźwięk towarzyszący filmom zapisanym na DVD ma jakość odpowiadającą jakości płyty CD, przy czym dostępne są (w zależności od systemu) 5 do 7 oddzielnych kanałów dźwiękowych, które albo mogą zawierać dźwięk dookólny w systemie surround, albo zawierać niezależne stereofoniczne nagrania. Dzięki zaawansowanej kompresji dźwięku (systemy MPEG-Audio i AC-3) te wszystkie kanały wymagają mniej więcej tyle informacji, co jeden stereofoniczne nagranie na płycie CD, wykorzystującej tzw liniową modulację PCM.

Dostępna pojemność dysku DVD wywołała także zainteresowanie producentów nagrań audio. Pojawiły się pierwsze płyty DVD zawierające wyłącznie nagrania audio. Płyty kompaktowe (CD) mają zapis cyfrowy przy częstotliwości próbkowania wynoszącej nieco ponad 44kHz, a rozdzielczość wynosi 16 bitów. Daje to dynamikę ponad 90dB w paśmie częstotliwości do 20kHz. Nowe płyty DVD-Audio mogą być zapisywane z różnymi prędkościami próbkowania, od 48kHz do 96kHz, i z rozdzielczością 16-, 20- lub 24-bitową. Daje to jakość jeszcze lepszą, niż płyta kompaktowa. Subtelne różnice jakości dostrzegą zapewne tylko koneserzy, dla przeciętnego słuchacza już płyta kompaktowa ma znakomitą jakość.

W każdym razie jedna warstwa na płycie DVD może zawierać 9...55 godzin muzyki doskonałej jakości. Czas odtwarzania zależny będzie od przyjętej częstotliwości próbkowania, rozdzielczości i zastosowanego sposobu kodowania.

DVD-ROM, DVD-R, DVD-RAM, DVD-RW

Olbrzymia pojemność cyfrowego dysku DVD w naturalny sposób predestynuje go do zastosowań komputerowych. Także w naszym kraju można bez problemu kupić napędy DVD-ROM, a należy się spodziewać, że z czasem staną się one powszechne we wszelkich zastosowaniach multimedialnych.

Zapowiadane są także nagrywarki płyt DVD-R. Z oczywistych względów płyty takie nie mogą być zapisywane czterowarstwowo, a jedynie dwuwarstwowo, więc uzyskana pojemność będzie mniejsza niż połowa pojemności maksymalnej. Ale i tak przy zapisie dwustronnym uzyska się ponad 8GB pojemności.

O ile z fabrycznie zapisywanymi dyskami DVD-ROM i płytami zapisywalnymi jednokrotnie DVD-R sprawa jest prosta i klarowna, o tyle z płytami umożliwiającymi wielokrotny zapis i kasowanie informacji, rzecz wygląda inaczej. I wcale nie chodzi wyłącznie o trudności techniczne.

Standard dla płyt wideo, audio, DVD-ROM i DVD-R został przez wszystkich zainteresowanych przyjęty bez zastrzeżeń. Natomiast jeśli chodzi o płyty wielokrotnie zapisywalne, pojawiły się dwie koncepcje. Sony, Philips i Hewlett-Packard promują swoją odmianę nazwaną DVD-RW o pojemności do 3GB, natomiast Panasonic twierdzi, iż tylko jego płyty DVD-RAM o pojemności do 4,7...5,2GB mają prawo nosić logo DVD. Zobaczymy, która odmiana utrzyma się na rynku.

Podsumowanie

Płyty DVD mają ogromną szansę upowszechnić się na rynku. Ogromna pojemność przy zaawansowanych sposobach kodowania umożliwia zapisanie nieprawdopodobnie dużych ilości informacji. Uzyskana jakość obrazu i dźwięku jest więcej niż dobra. Należy się spodziewać, że ceny zarówno płyt DVD, jak też odtwarzaczy i komputerowych stacji DVD-ROM będą szybko spadać, i wtedy również każdy Czytelnik EdW wykorzysta w swym domu te nowoczesne wytwory myśli ludzkiej.

(red)

Przetwornice impulsowe
Potworki i straszydła

W poprzednim odcinku zasygnalizowano w ogólnym zarysie problem szczeliny powietrznej w rdzeniu ferrytowym.

Wpływ szczeliny

Sprawę szczeliny zasygnalizowałem ci na prostym przykładzie „sprężynek" powietrza. Naprawdę nie chciałem cię męczyć, ale niestety muszę ci podać kolejne ważne informacje. Musimy bardziej wnikliwie przeanalizować wpływ szczeliny na obwód magnetyczny.

Do tej pory analizowaliśmy toroidalny rdzeń ferrytowy o długości l z cewką o z zwojach.

Oto bardzo ważny wzór, który już dobrze znasz:

$$SMM = I \times z = H \times l$$

Wzór ten jak ulał pasował do rdzenia w kształcie toroidu (por. rysunek 12 w EdW 1/98).

Teraz dobrą piłką przecięliśmy ten rdzeń w pewnym miejscu i mamy rdzeń ze szczeliną.

Otrzymaliśmy obwód magnetyczny zbudowany z dwóch odcinków o różnych właściwościach magnetycznych. Jak zapisać wzorem sytuację? Co z tego wynika w praktyce?

To proste: napięcie magnetyczne się nie zmieniło, nadal

$$SMM = I \times z$$

Ale co z $H \times l$? Całkowita długość nadal jest równa l przy czym $l = l_X + l_Y$, gdzie l_X – długość rdzenia i l_Y – długość szczeliny powietrznej.

Znów skorzystajmy z analogii. Niech teraz nasz obwód elektryczny z rysunku 11, który potem narysowaliśmy inaczej na rysunku 12a, zawiera dwa szeregowo połączone pręty z różnych metali – sytuację pokazuje **rysunek 20a**. Oczywiście napięcie U_A rozłoży się na tych dwóch opornościach.

$$U_A = U_X + U_Y$$

Na **rysunku 20b** znajdziesz odpowiedni obwód magnetyczny: rdzeń ferrytowy ze szczeliną.

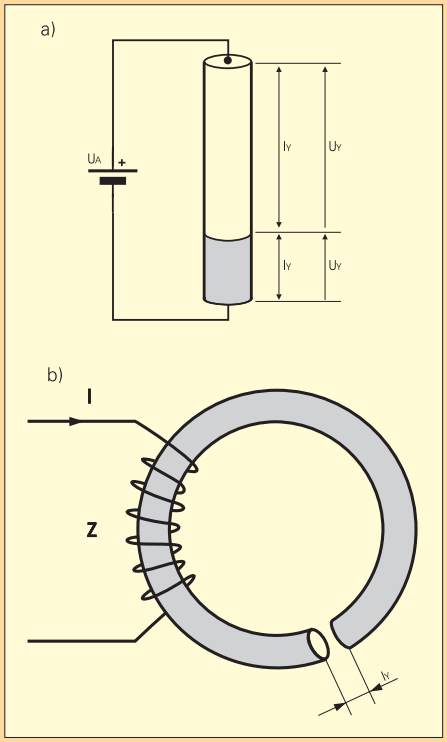
Odwołajmy się do obwodu elektrycznego z rysunku 20a. Gdybyśmy znali długość tych prętów oraz wartość G (napięcia przypadającego na jednostkę długości) dla każdego pręta, to możemy skorzystać z zależności

$$U = G \times l$$

i zapisać:

$$U_A = U_X + U_Y = G_X \times l_X + G_Y \times l_Y$$

Analogicznie możemy zapisać:



Rys. 20a. Obwód elektryczny złożony z dwóch materiałów
Rys. 20b. Obwód magnetyczny ze szczeliną

$$SMM = I \times z = SMM_X + SMM_Y = H_X \times l_X + H_Y \times l_Y$$

Do tej pory wszystko jest jasne – napięcie w obu przypadkach rozłoży się na dwie części.

Co możesz powiedzieć o wartości G_X i G_Y oraz H_X i H_Y?

Pomyśl sam.

Szczerze mówiąc, z ostatniego wzoru rzeczywiście niewiele wynika... Ponieważ $l_X + l_Y = l$ możesz przypuszczać, że natężenie pola H_X albo jest równe natężeniu H w rdzeniu bez szczeliny, albo jest mniejsze. Zapewne nie jest większe, bo nie ma powodu, by było większe.

Żeby to wyjaśnić, spróbuj odpowiedzieć na pytanie, czy w obwodzie elektrycznym $G_X = G_Y$? Na pierwszy rzut oka może ci się wydawać, że tak – przecież to jest ten sam obwód. Jeśli jednak trochę wytężysz szare komórki, dojdziesz do wniosku, że **G_X nie musi i zazwyczaj wcale nie jest równe G_Y. Jednakowy jest tylko prąd elektryczny I płynący przez oba pręty.**

Jeśli chcesz się bawić we wzory, dla obu fragmentów obwodu możemy zapisać na podstawie prawa Ohma ($I = U/R$):

$$I = \frac{U_X}{R_X} = \frac{U_Y}{R_Y}$$

W obwodzie magnetycznym jednakowy jest też prąd (czyli strumień) magnetyczny Φ oraz indukcja B (bez większego błędu przyjmujemy, iż pole przekroju S rdzenia i szczeliny jest takie same). Możemy więc zapisać:

$$\Phi = \frac{SMM_X}{Rm_X} = \frac{SMM_Y}{Rm_Y}$$

Wiesz, że

$$R = \frac{l}{\gamma \times S}$$

$$Rm = \frac{l}{\mu \times S}$$

podstawiamy do poprzednich wzorów:

$$I = \frac{U_x \times \gamma_x \times S}{l_x} = \frac{U_Y \times \gamma_Y \times S}{l_Y}$$

przekształcamy i porządkujemy:

$$I = S\left(\frac{U_x}{l_x} \times \gamma_x = \frac{U_Y}{l_Y} \times \gamma_Y\right)$$

$$\Phi = S\left(\frac{SSM_x}{l_x} \times \mu_x = \frac{SSM_Y}{l_y} \times \mu_Y\right)$$

otrzymujemy:

$$\text{gęstość prądu} = \frac{I}{S} = \gamma_x \times Gx = \gamma_Y \times G_Y$$

$$\frac{\Phi}{S} = B = \mu_x \times Hx = \mu_Y \times H_Y$$

Inaczej mówiąc, w obwodzie magnetycznym z rysunku 20b $\mu_X \times H_x$ musi być równe $\mu_Y \times H_Y$

Jeśli μ_X (ferrytu) jest dużo większe, niż μ_Y (powietrza), to dla zachowania podanej równości H_Y musi być tyleż razy większe niż H_x.

Wychodzi na to, że istotnie H_X i H_Y wcale nie muszą być i zazwyczaj wcale nie są równe. Chyba, że przez czysty przypadek, gdy μ_X i μ_Y są równe, co na pewno nie ma miejsca w przypadku ferrytu i powietrza.

Cóż, ostatni wniosek jest jasny, ale może te wzory i przekształcenia były dla ciebie za trudne. Spróbuj poczuć to intuicyjnie. Jeszcze raz wróć do obwodu elektrycznego:

Na pewno obwodzie z rysunku 20a przez oba połączone szeregowo pręty MUSI płynąć ten sam prąd I.

Wiesz, że przy dwóch szeregowo połączonych opornościach, napięcia na nich będą proporcjonalne do tych oporności – to zasada znana wszystkim uczniom. Jeśli przykładowo jedna z oporności jest czterokrotnie większa od drugiej, to napięcie U_A rozłoży się w stosunku 4:1. Na większej rezystancji R_X napięcie wyniesie 0,8 U_A, na mniejszej rezystancji R_Y napięcie wyniesie 0,2 U_A. To potrafi policzyć każdy, nawet początkujący elektronik, korzystając z prawa Ohma. Rozpatrywana sprawa jest trochę trudniejsza, bo trzeba uwzględnić zarówno długość l obu części obwodu, jak i przewodność obu materiałów (nie trzeba natomiast zastanawiać się nad przekrojem S, bo jest jednakowy dla obu prętów). Wielu elektroników tłumaczy sobie po cichu, że napięcie „samo z siebie" dzieli się, czy raczej dopasowuje do oporności rezystorów by zachować jednakową wartość prądu w obu elementach. Rzeczywiście, można uważać, że napięcie „nie ma innego wyjścia", tylko tak się podzielić na oba opory, żeby przez te opory popłynął jednakowy (ten sam) prąd. Musi się tak podzielić, bo w innym wypadku prąd płynący przez oba opory (I = U/R) nie byłby jednakowy, co przy połączeniu szeregowym jest niemożliwe – prąd płynący przez oba opory musi być ten sam. Analogicznie można powiedzieć, że **wartości G w obu prętach też się „same" dopasują w ten sposób, by zapewnić przepływ tego samego prądu przez oba pręty**. Potoczne stwierdzenie głosi, że w obwodzie szeregowym napięcie dopasowuje się do oporów, teraz możemy powiedzieć, że G dopasowuje się do... przewodności materiału. Jeśli przewodność materiału jest większa, to do uzyskania danej wartości prądu wystarczy mniejsza wartość G. Jeśli z kolei materiał ma mniejszą przewodność (słabiej przewodzi prąd), to dla uzyskania tej samej wartości prądu, G musi mieć większą wartość. To chyba trafia ci do przekonania?

W obwodzie magnetycznym jest tak samo. Prąd, a właściwie strumień magnetyczny wyobraziliśmy sobie jako pewną liczbę „linii pola" zamkniętych w rdzeniu. Linie te muszą być ciągłe. Nie mogą się nagle urywać. Uważaj, to istotne – **w ferrycie rdzenia musi być praktycznie tyle samo „linii pola" co w szczelinie**. Praktycznie **taka sama** powinna też być w całym obwodzie **gęstość tych „linii" czyli indukcja magnetyczna B**.
Czyli $\Phi_X = \Phi_Y$ oraz $B_X = B_Y$

Wcześniej poznałeś charakterystykę magnesowania materiału magnetycznego. Ze względów praktycznych wykres przedstawia zależność indukcji B od natężenia pola H, które jest napięciem magnetycznym przypadającym na jednostkę długości.

Na **rysunku 21** na jednym wykresie zaznaczyłem ci dwie charakterystyki: zależność indukcji od natężenia pola dla jakiegoś ferrytu i dla powietrza. Nachylenie jest miarą μ. Czym bardziej stromy przebieg charakterystyki, tym większa wartość μ. Powietrze i próżnia mają beznadziejnie małą wartość μ, zwykle kilka do kilkunastu tysięcy razy mniejszą niż ferryt – na rysunku 21 dla celów poglądowych narysowałem trochę zbyt optymistycznie wykres zależności B od H ($B=\mu_0 \times H$ gdzie μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni) – zasadniczo prosta reprezentująca powietrze powinna przebiegać jeszcze bardziej płasko.

W ferrycie i w szczelinie musi być zachowana taka sama wartość strumienia ($\Phi_X=\Phi_Y$) oraz indukcji ($B_X=B_Y$), więc natężenie pola H musi się odpowiednio rozłożyć (dopasować). Tak, by w obu materiałach uzyskać taką samą wartość indukcji. Na rysunku 21 pokazują to zielone linie. Sam widzisz, że dla uzyskania w sumie niewielkiej indukcji B_1, w szczelinie musi wystąpić natężenie H_1 o bardzo dużej wartości.

Oczywiście zgadza się to z wcześniej wyprowadzonym wzorem:

$$\mu_X \times H_x = \mu_Y \times H_Y$$

Przemyśl to dokładnie – powinieneś to dobrze zrozumieć. Co z tego wynika w praktyce?

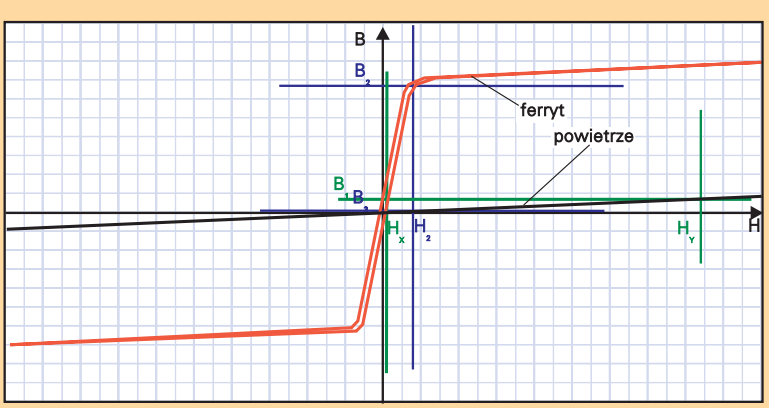
Jeśli przenikalność ferrytu jest, powiedzmy, 5000 razy większa od przenikalności powietrza, to (uważaj teraz!) natężenie pola w szczelinie musi być 5000 razy większe niż w ferrycie! Tak wychodzi ze wzoru i potwierdza to rysunek 21. To jest bardzo ważny wniosek, ale na tym nie koniec.

Zauważ, że nigdzie tu nie występuje długość l. Istotnie na razie wiemy tylko, że natężenie pola jest odwrotnie proporcjonalne do przenikalności μ obu ośrodków. Teraz zbadajmy wpływ długości l.

A skąd bierze się natężenie pola? Oczywiście w gruncie rzeczy wytworzone jest przez prąd płynący w cewce.

$$SMM = I \times z$$

Mamy więc stałą wartość I × z, zupełnie niezależną od tego, czy cewka ma rdzeń pełny, czy rdzeń ze szczeliną, czy jest cewką powietrzną. Inaczej mówiąc, „zasilające" napięcie magnetyczne (SMM) jest stałe. To napięcie rozdzieli się



Rys. 21. Magnesowanie ferrytu i powietrza

na dwie części. Zgodnie z rysunkiem 20 możemy zapisać:

$$SMM = I \times z = SMM_X + SMM_Y = H_X \times l_X + H_Y \times l_Y$$

I wreszcie dotarliśmy do sedna sprawy.

Jeśli ferrytowy rdzeń nie ma szczeliny ($l_Y = 0$), całe to napięcie magnetyczne przypadnie na rdzeń i w rdzeniu tym wystąpi pole o natężeniu $H = \frac{I \times z}{l}$

Zgodnie z rysunkiem 21 wywoła to w rdzeniu znaczną indukcję B_2.

Gdy usuniemy rdzeń ferrytowy, to samo natężenie H wywoła w „powietrznym rdzeniu" bardzo małą indukcję B_3. Zaznaczyłem ci to kolorem niebieskim.

A w obecności szczeliny?

Rozważmy dwa przykłady. Niech nadal przenikalność ferrytu μ_X jest 5000 razy większa od przenikalności powietrza μ_Y ($\mu_X = 5000\ \mu_Y$).

Zgodnie z wcześniejszą zależnością

$$\mu_X \times H_x = \mu_Y \times H_Y$$
$$5000\ \mu_Y \times H_x = \mu_Y \times H_Y$$
$$\text{czyli } H_Y = 5000 \times Hx$$

Załóżmy teraz, że szczelina ma długość 100 razy mniejszą od długości ferrytu, czyli $l_Y = l_X /100$

podstawiamy powyższe do wzoru:

$$SMM = I \times z = SMM_X + SMM_Y = H_X \times l_X + H_Y \times l_Y$$

Otrzymujemy:

$$SMM = I \times z = SMM_X + SMM_Y = Hx \times l_X + 5000H_X \times l_X /100 = Hx \times l_X + 50 \times (H_X \times l_X)$$

czyli napięcie magnetyczne na szczelinie ($SMM_Y = 100H_Y * l_X$) jest pięćdziesiąt razy większe (!) niż napięcie magnetyczne na ferrycie. A przecież szczelina jest stosunkowo niewielka.

Zmniejszmy więc szczelinę jeszcze bardziej. Niech nasz rdzeń ma „pomijalnie wąską" szczelinę o długości 5000 razy mniejszej od drogi magnetycznej w ferrycie. Przykładowo będzie to szczelina o długości 0,01mm dla rdzenia o długości drogi magnetycznej 5cm. Jedna setna milimetra to mniej niż grubość włosa. I co nam taka mikroskopijna szczelina zmieni w sporym rdzeniu?

Liczymy:

$$l_y = \frac{l_x}{5000}$$

podstawiamy (pamiętając, że $H_Y = 5000 \times Hx$)

$$SMM = I \times z = SMM_x + SMM_y = Hx \times I_x + 5000H_x \times \frac{I_x}{5000} = Hx \times I_x + H_x \times I_x$$

Jesteś zaskoczony? Na „pomijalnie wąskiej" szczelinie napięcie magnetyczne jest takie same, jak na nieporównanie dłuższym odcinku ferrytu!

Zapamiętaj więc ważny wniosek: nawet szczelina o bardzo małych wymiarach znacznie wpływa na właściwości obwodu magnetycznego.

W praktyce szczelina ma szerokość setnych części milimetra, tylko wyjątkowo sięga 0,5...1mm.

Chcesz wiedzieć coś więcej? Bez szczeliny natężenie pola w rdzeniu wynosiło

$$H = \frac{I \times z}{l}$$

Z „pomijalnie wąską" szczeliną

$$I \times z = Hx \times l_X + H_X \times l_X = 2\ (Hx \times l_X)$$

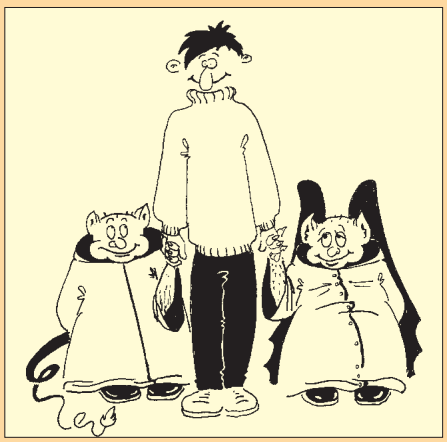
Czyli natężenie pola w rdzeniu

$$H_x = \frac{I \times z}{2 \times l}$$

jest przy tym samym prądzie I, dwukrotnie mniejsze, niż w rdzeniu bez takiej szczeliny. A jeśli natężenie pola jest dwukrotnie mniejsze, wtedy oczywiście odpowiednio mniejsza jest indukcja B.

Czy to dobrze, czy źle? Ty przecież chcesz zmagazynować w cewce możliwie dużą ilość energii. Żeby tak było, nie powinieneś zmniejszać indukcji w ferrycie, tylko pracować przy wartościach indukcji niewiele mniejszych od indukcji nasycenia. Jeśli wprowadzenie szczeliny zmniejszyło indukcję, powinieneś tę indukcję zwiększyć do poprzedniej wartości. Jak? Oczywiście zwiększając natężenie pola, a to przez zwiększenie napięcia magnetycznego I×z. Nie będę ci tego wykazywał wzorem, ale chyba czujesz, że dzięki wprowadzeniu szczeliny i zwiększeniu wartości I×z zmagazynujesz teraz więcej energii, niż w cewce z rdzeniem bez szczeliny.

Zrozumiałeś? Wprowadzenie szczeliny zmniejszyło indukcję, a my chcemy pracować przy możliwie dużej indukcji. Po wprowadzeniu szczeliny, aby utrzymać tę dużą indukcję można i trzeba zwiększyć prąd I lub liczbę zwojów z.



Nie do końca jasne? To spróbujemy trochę prościej jeszcze raz:

Zwiększając szczelinę wtrącasz do obwodu magnetycznego dużą rezystancję (magnetyczną). Całkowita rezystancja magnetyczna rdzenia (ze szczeliną) wzrasta. Jeśli napięcie magnetyczne jest takie same, a rezystancja magnetyczna wzrosła, to prąd (strumień) magnetyczny na pewno się zmniejszy. A zmniejszenie się strumienia oznacza zmniejszenie indukcji B w rdzeniu.

Jeśli chcesz utrzymać dopuszczalną dla danego rdzenia indukcję (przy okazji zwiększając ilość magazynowanej energii), możesz i powinieneś śmiało zwiększać napięcie magnetyczne. A napięcie magnetyczne to

$$SMM = I \times z$$

Czyli możesz zwiększać prąd elektryczny płynący przez cewkę, bądź liczbę jej zwojów, nie powodując nasycenia materiału magnetycznego rdzenia.

Jeśli to rozumiesz, to bardzo dobrze, ale nie ciesz się zanadto, bo w praktyce sprawa nie wygląda wcale słodko. Żeby przeprowadzić ścisłe obliczenia musiałbyś się sporo natrudzić. W grę wchodzi tu bowiem kilka związanych ze sobą czynników. Nie będziemy się w to wgłębiać – chcę ci tylko pokazać, że wprawdzie szczelina pozwala zgromadzić więcej energii, ale bardzo komplikuje obliczenia.

Sam rozumiesz, że nie sztuka ot po prostu zwiększyć szczelinę. Taka operacja zmniejsza bowiem wypadkową przenikalność rdzenia i tym samym indukcyjność. Zmienia też indukcję w rdzeniu, a my chcemy pracować przy możliwie dużej indukcji, bliskiej indukcji nasycenia. Trzeba zwiększać liczbę zwojów lub prąd.

Już rzut oka na wzór na energię

$$E = \frac{z^2 \times I^2 \times \mu \times S}{2l}$$

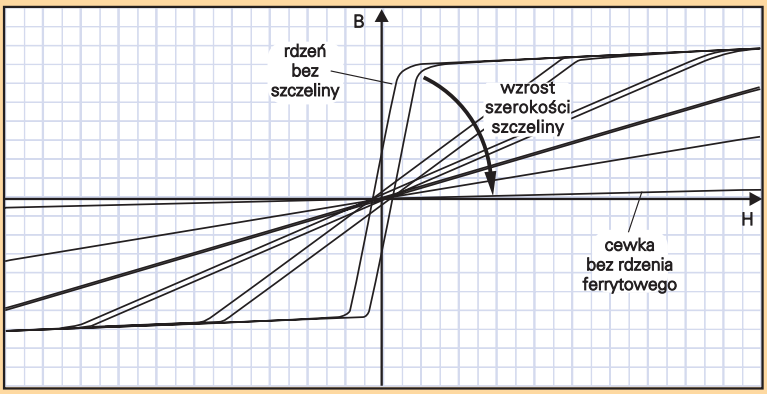
pokazuje, że sprawa jest skomplikowana. Ze wzorami może byśmy sobie zresztą poradzili, ale jest gorszy problem: jak w praktyce ustalać, czy mierzyć szerokość szczeliny, rzędu ułamka milimetra?

Choć nie będę ci podawał dalszych wzorów do analizy obwodu ze szczeliną (to zresztą jest ślepa uliczka), jesteś już o krok od pełnego zrozumienia wpływu szczeliny na obwód. Ale to jeszcze nie wszystko, co musisz wiedzieć o szczelinie.

Nie masz chyba wątpliwości, że wprowadzenie szczeliny zmniejsza wypadkową przenikalność μ. Dla rdzeni często podaje się wypadkową (efektywną) wartość przenikalności, oznaczoną w katalogach μ_e lub μ_{eff}.

(Ale to wcale nie znaczy, że owo μ_e jest równe używanej przez praktyków wartości A_L. Wartość A_L zależna jest nie tylko od przenikalności, ale i od wymiarów geometrycznych rdzenia.)

Oczywiście różne wartości μ_e i odpowiadające im wartości A_L uzyskuje się w prosty sposób, zmieniając wymiar



Rys. 22. Wpływ szczeliny na wypadkową charakterystykę rdzenia

szczeliny. **Rysunek 22** pokazuje, jak zmienia się wypadkowa przenikalność rdzenia przy różnych szerokościach szczeliny.

Co jeszcze wynika z tego rysunku?

Między innymi to, że po wprowadzeniu szczeliny radykalnie zwiększa się wypadkowa liniowość – pętla histerezy nie daje już tak o sobie znać. Wcześniej mówiłem ci, że przy cewkach przeznaczonych np. do filtrów czy innych precyzyjnych zastosowań, trzeba się liczyć z występowaniem zniekształceń (harmonicznych), mających źródło w pętli histerezy. Chyba czując ten problem „przez skórę" zastanawiałeś się, dlaczego cewki pracujące choćby w obwodach rezonansowych nie wprowadzają ogromnych zniekształceń, czego należałoby się spodziewać po pokrzywionej pętli histerezy. Teraz masz odpowiedź: cewka z rdzeniem bez szczeliny rzeczywiście wprowadzałaby duże zniekształcenia. Tylko dzięki szczelinie uzyskuje się dobrą liniowość i małe zniekształcenia. Dlatego do precyzyjnych cewek nie używa się rdzeni toroidalnych, mających bardzo duże wartości μ i A_L (A_L rzędu kilku tysięcy). Używa się natomiast rdzeni kubkowych i typu RM lub X o stałej A_L rzędu kilkudziesięciu do kilkuset.

Wprawdzie wprowadzenie szczeliny zmniejsza przenikalność (oraz współczynnik A_L), co dla uzyskania danej indukcyjności wymaga stosowania większej ilości zwojów, ale jednocześnie radykalnie prostuje charakterystykę, i tym samym zmniejsza zawartość harmonicznych. Masz tu kolejny dowód, że projektowanie cewek do bardzo precyzyjnych zastosowań to coś więcej niż znalezienie liczby zwojów przy danym współczynniku A_L! Może czasem się zastanawiałeś, dlaczego niektóre cewki muszą być takie duże? Teraz znalazłeś odpowiedź. Sam ferryt nie jest zbyt stabilny. Jego parametry (w tym przenikalność) w znacznym stopniu zmieniają się z temperaturą i z upływem czasu. Ponadto pokrzywiona pętla histerezy wprowadzałaby ogromne zniekształcenia nieliniowe. Aby uzyskać małe zniekształcenia oraz dużą stabilność cieplną i długoczasową, trzeba zastosować rdzeń ze stosunkowo szeroką szczeliną, czyli małą wartością A_L. Parametry powietrza są bowiem nieporównanie bardziej stabilne niż ferrytu.

Wprowadzenie szczeliny radykalnie zmniejsza przenikalność i stałą A_L (z kilku tysięcy do kilkudziesięciu lub kilkuset). To z kolei dla osiągnięcia danej indukcyjności wymaga dużej liczby zwojów. Żeby przy dużej liczbie zwojów uzyskać dużą dobroć Q, rezystancja cewki musi być mała, czyli uzwojenie ma być wykonane odpowiednio grubym drutem. Takie uzwojenie wymaga dużo miejsca, czyli zastosowania odpowiednio dużego rdzenia. Zauważ, że rdzeń o dużych wymiarach pojawił się tu nie ze względu na przenoszoną moc (która jest znikoma), ale ze względu na konieczność uzyskania stabilności cieplnej, małych zniekształceń nieliniowych i dużej dobroci Q. Teraz już widzisz, że zaprojektowanie cewki do jakiegoś precyzyjnego filtru nie jest wcale łatwą sprawą, bo trzeba jakoś obliczyć spodziewaną dobroć (i to nie dla prądu stałego, ale dla częstotliwości pracy) oraz oszacować stabilność cieplną i poziom wprowadzanych zniekształceń. Procedury takiego precyzyjnego projektowania cewek do filtrów znajdziesz w katalogach rdzeni ferrytowych. Tak to już jest z cewkami. Na twoje szczęście filtry LC odchodzą pomału do lamusa. Są wypierane przez filtry z tak zwanymi przełączalnymi pojemnościami (w postaci układów scalonych). Ale to już temat z zupełnie innej bajki.

Oczywiście omówiona właśnie kwestia dobroci i stabilności jest istotna w cewkach pracujących w precyzyjnych obwodach sygnałowych. Nie ma ona większego znaczenia w cewkach przeznaczonych do przetwornic, gdzie nie zależy nam na stabilności parametrów i liniowości, a wymiary rdzenia wyznaczone są jedynie przez wymaganą moc przetwornicy i nieodłączne straty.

Teraz jeszcze raz wracamy do pytania: czy mając daną cewkę z rdzeniem, obliczoną do pracy w konkretnej przetwornicy, możesz polepszyć właściwości przetwornicy, wprowadzając, bądź zwiększając szczelinę? (nie jest to problemem – wystarczy rozłączyć połówki rdzenia i wsunąć między nie choćby kawałeczki grubszego papieru.)

Na pierwszy rzut oka, warto zwiększać szczelinę, bo zwiększa to ilość magazynowanej energii, ale właśnie tu tkwi **pułapka, o której musisz pamiętać**!

Przede wszystkim, tak po prostu zwiększając szczelinę, **znacznie zmniejszyłbyś indukcyjność**. A chyba nie o to ci chodzi? Aby utrzymać indukcyjność, musiałbyś (znacznie) zwiększyć liczbę zwojów. Dla danego rdzenia musiałoby to oznaczać konieczność użycia cieńszego drutu, co drastycznie zwiększyłoby rezystancję cewki. Zwiększyłoby tym samym straty w postaci ciepła wydzielającego się na tej rezystancji przy przepływie prądu. Jeśli przesadzisz z tą szczeliną, te dodatkowe straty w rezystancji uzwojenia całkowicie zniweczą wszelkie korzyści wynikające ze zwiększenia możliwości magazynowania energii w szczelinie.

Tak samo będzie, jeśli nie zwiększysz liczby zwojów, tylko będziesz pracował przy mniejszej indukcyjności i większych prądach.

W każdym razie dadzą o sobie znać straty na rezystancji uzwojenia

$$P = I^2 \times R$$

Jeśli w planowanej przetwornicy w celu zmniejszenia strat cieplnych w uzwojeniu, próbowałbyś zastosować małą indukcyjność (małą liczbę zwojów grubego drutu), to musiałbyś pracować przy dużych częstotliwościach. Ale już wcześniej tłumaczyłem ci, że nie możesz nadmiernie zwiększać częstotliwości, bo rosną wtedy straty w rdzeniu wynikające z histerezy. Nie zapominaj też o większych stratach w tranzystorach przełączających.

Już chyba czujesz, że nie istnieje tu jakaś ścisła granica. I wcale nie ma tu prostego wzoru, który precyzyjnie rozwiązywałby problem.

Przykładowo w niektórych źródłach spotkasz zalecenie, by tak projektować przetwornice, aby moc strat w rezystancji uzwojenia była równa sumie strat w rdzeniu (z histerezy i prądów wirowych). Fajne zalecenie, ale jak się słusznie domyślasz, nie tak łatwo to obliczyć. Moc strat w rezystancji uzwojenia to pół biedy, ale do obliczenia strat w rdzeniu musisz mieć dodatkowe dane o zależności strat cieplnych od częstotliwości oraz maksymalnej indukcji.

Pomyśl o innych trudnościach

Wszystkie występujące straty spowodują grzanie i znaczny wzrost temperatu-

ry. W takim razie trzeba uwzględnić jeszcze inne czynniki, choćby zmiany parametrów rdzenia i uzwojenia pod jej wpływem, a także temperaturę Curie (w której rdzeń zupełnie straci właściwości magnetyczne).

Krótko mówiąc trzeba byłoby obliczyć, o ile wzrośnie temperatura rdzenia. Zwykle zakłada się, że temperatura wnętrza rdzenia nie może przekroczyć +100˚C. Związane jest to nie tylko z właściwościami magnetycznymi rdzenia, ale również z odpornością izolacji przewodu nawojowego cewki na wysokie temperatury. We wnętrzu uzwojenia temperatura będzie jeszcze wyższa niż temperatura rdzenia. Izolacja typowego drutu nawojowego wytrzymuje nie więcej niż +130˚C (wzmocnione odmiany do +150˚C i +180˚C).

Nie pomyślałeś o tym, prawda? A czy potrafisz obliczyć temperaturę we wnętrzu uzwojenia cewki? A temperaturę wnętrza rdzenia w najgorętszym punkcie (tzw. hot spot)?

Ponieważ w twojej cewce i elementach układu będą występować straty, powinieneś policzyć także ogólną sprawność, by się nie okazało, że sprawność przetwornicy jest kiepska i cała gra nie jest warta świeczki.

Zapewniam cię, że nie jest to wcale łatwe. A takie obliczenia powinieneś przeprowadzić, jeśli chcesz być rzetelnym konstruktorem.

A może powiesz, że ty będziesz stosował większe rdzenie, grubszy drut, wszystko z zapasem na wszelki wypadek. W porządku, jeśli chcesz do wożenia codziennych zakupów używać 20-tonowej ciężarówki, to twoja sprawa. Jeśli jednak zgodnie z obecnymi trendami chciałbyś zaprojektować możliwie małą przetwornicę, musiałbyś uwzględnić wszystkie wymienione czynniki.

To co, czyżby, krótko mówiąc – mogiła?

A przed miesiącem wydawało ci się, że po zrozumieniu tego nieszczęsnego B i H już wszystko wiesz o obwodach magnetycznych i świat (przetwornic impulsowych) leży u twych stóp. I teraz wszystko posypało się jak domek z kart! Nie wystarczy znać książkową teorię, należałoby bowiem uwzględnić nie tylko wpływ szczeliny, ale też umieć obliczać wszystkie straty cieplne (w uzwojeniu i rdzeniu), by nie przegrzać rdzenia i zachować wysoki współczynnik sprawności przetwornicy.

Potwierdziło się powszechne przekonanie, że precyzyjne obliczanie cewek czy transformatorów do przetwornic impulsowych naprawdę nie jest łatwym zadaniem. Z transformatorami do sieciowych zasilaczy impulsowych (współpracującymi z siecią 220V) sprawa jest jeszcze trudniejsza, bo trzeba dodatkowo uwzględnić przepisy bezpieczeństwa wymagające określonych odstępów izolacyjnych.

Uważaj teraz! To bardzo ważne!

Niestety, nie ma jednego jedynie słusznego wzoru na obliczanie cewek do przetwornic większej mocy!

Ponieważ trzeba uwzględnić wiele czynników, różni autorzy proponują odmienne podejścia do zagadnienia i uzyskują nieco odmienne wyniki. Zwykle cała procedura zaczyna się od tablic lub wykresów, pokazujących jaką moc można uzyskać z różnymi rdzeniami przy różnych częstotliwościach (ewentualnie przy różnych szerokościach szczeliny). Po wstępnym wyborze rdzenia odpowiedniej wielkości, należy przeprowadzić szczegółowe obliczenia, które wykażą, czy rzeczywiście uda się uzyskać założone parametry, nie przekraczając dopuszczalnej indukcji, temperatury i mocy strat. Na pewno potrzebne są do tego katalogi rdzeni ferrytowych. I to nie jakiekolwiek katalogi rdzeni. Informacje zawarte w katalogach typowych rdzeni do filtrów (kubkowe, RM) nie zawsze wystarczą do precyzyjnego zaprojektowania cewki przetwornicy, choć same rdzenie w zasadzie się do tego nadają. Najlepiej zdobyć specjalny katalog rdzeni do przetwornic (ETD, EE), zawierający opis procedury projektowej dla przetwornic mocy.

Niestety, w niektórych źródłach zawierających sposób obliczania cewek do przetwornic występują błędy (zwykle są to tzw. błędy drukarskie), które nie pozwalają uzyskać prawidłowych wyników.

Czy się aby nie załamałeś? To po co były te wszystkie analizy, bicie głową w mur, by zrozumieć podane zależności, jeśli teraz na koniec i tak okazało się, że postawione zadanie obliczenia cewki do przetwornicy przerasta siły większości Czytelników EdW?

Rzeczywiście, nasze omawianie teorii obwodów magnetycznych to pasmo wzlotów i upadków. Co jakiś czas wydaje się nam, że już wiemy niemal wszystko, że otworzy się nam w głowie jakaś klapka i cała sprawa okaże się beznadziejnie prosta. Za chwilę przypominamy sobie o dodatkowych czynnikach i całe dobre samopoczucie bierze w łeb.

Niestety tak to już jest z tymi obwodami magnetycznymi. To, co podaje się w podręcznikach dla szkół średnich jest tylko wierzchołkiem góry lodowej. Podręczniki zawierają zazwyczaj tylko elementarne podstawy, a podane w nich wzory okazują się zupełnie nieprzydatne w praktyce. Szczerze mówiąc bardziej wprowadzają w błąd niż czegoś uczą. Wzbudzają tylko apetyt i wyprowadzają w przysłowiowe maliny. Sam chyba widzisz na swoim przykładzie, że wiedza którą wkuwałeś w szkole okazuje się być daleka od praktyki.

Z podstawowymi wiadomościami ze studiów jest niestety podobnie. Oczywiście informacje podawane w akademickich podręcznikach z teorii obwodów są jak najbardziej prawdziwe. Tylko od tej wiedzy do praktyki (czyli projektowania cewek do filtrów i przetwornic) jest jeszcze duży kawał drogi. Na domiar złego sposób wprowadzenia i zaprezentowania materiału z teorii obwodów wręcz mąci w głowie osobom, które zdążyły cośkolwiek „liznąć" praktyki. Takie jest moje zdanie w tej kwestii i myślę, że je podzielasz.

W każdym razie nie załamuj się! Nie zostawię cię z ręką w nocniku. Podejdziemy do sprawy z zupełnie innej strony – w słusznym czasie pokażę ci prosty i praktyczny sposób, by sprawdzić i zmierzyć kluczowe parametry każdej cewki, istotne dla jej pracy w układzie przetwornicy.

W najbliższym czasie przestanę cię wreszcie katować całą tą koszmarną teorią i zapoznam z jakże wdzięcznym i wcale nietrudnym tematem. Poznasz wreszcie trzy podstawowe układy pracy przetwornic. Choć na razie nie będziesz potrafił precyzyjnie zaprojektować cewki do przetwornicy, to jednak uzbrojony w zdobytą wiedzę, rozumiejąc ograniczenia, będziesz umiał wykonać praktyczny układ prostej przetwornicy i dobrać parametry zarówno cewki, jak i układu sterującego.

Jeśli natomiast chcesz zapoznać się bliżej z tematem projektowania cewek do przetwornic, zapoznaj się z pozycjami, wymienionymi na końcu artykułu.

Na razie spróbuj poukładać sobie w głowie wiadomości zdobyte w poprzednich miesiącach.

Zgodnie z zapowiedzią z poprzednich numerów musiałem przeprowadzić cię przez bagniste meandry teorii obwodów magnetycznych, byś miał obraz całości problemu i rozumiał występujące bariery.

Mam nadzieję, że ostatnie kilka moich listów pokazało ci ogólny obraz zagadnienia, a w szczególności pokazało ograniczenia, jakże ważne w praktyce, a pomijane w podręcznikach. Mam świadomość, że nie omówiliśmy wszystkiego do końca, ale jak cię znam, wszystko to, czego się dowiedziałeś o trudnościach i ograniczeniach, skutecznie odebrało ci chęć wgłębiania się w tajniki projektowania „na papierze" cewek do przetwornic. A może się mylę? W takim razie napisz do mnie.

Piotr Górecki

Bibliografia

Ödön Ferenczi: *Zasilanie układów elektronicznych Przetwornice impulsowe*
Ödön Ferenczi: *Zasilanie układów elektronicznych Zasilacze ze stabilizatorami do pracy ciągłej. Przetwornice DC - DC.*
Katalog Philips: *Ferroxcube for power audio/video...*

Listy od Piotra

Ödön Ferenczi: Zasilanie układów elektronicznych Zasilacze ze stabilizatorami do pracy ciągłej Przetwornice DC-DC
Katalog Philips: Ferroxcube for power audio/video

SKRZYNKA PORAD

W TEJ RUBRYCE PRZEDSTAWIANE SĄ KRÓTKIE ODPOWIEDZI NA PYTANIA NADSYŁANE DO REDAKCJI. SĄ TO SPRAWY, KTÓRE NASZYM ZDANIEM ZAINTERESUJĄ SZERSZE GRONO CZYTELNIKÓW. JEDNOCZEŚNIE INFORMUJEMY, ŻE REDAKCJA NIE JEST W STANIE ODPOWIEDZIEĆ NA WSZYSTKIE NADSYŁANE PYTANIA, DOTYCZĄCE RÓŻNYCH DROBNYCH SZCZEGÓŁÓW.

Jak decybele przelicza się na „razy" i odwrotnie?

W zasadzie sprawa jest prosta. Wystarczy znać prosty wzór i mieć kalkulator obliczający logarytmy, ale wielu elektroników z niezłą dokładnością potrafi przeliczać decybele w pamięci.

Ponieważ przy obliczeniach stosuje się dwa różne wzory, warto rozumieć przyczyny stosowania decybeli i miary logarytmicznej.

Wszystko wzięło swój początek od pomiarów mocy. W elektrotechnice, elektronice i telekomunikacji mamy do czynienia z mocami rzędu setek, tysięcy, a nawet milionów watów, ale też z mocami rzędu ułamka mikrowata. Rozpiętość jest tu olbrzymia, więc należałoby zapisywać, na przykład 1250000W czy 0,000000451W. Taki zapis z wieloma zerami jest w zasadzie dobry i jasny, ale trochę kłopotliwy, bo czasem trzeba zapisywać liczby z wieloma zerami. Warto przy tym zauważyć, że w codziennej praktyce nie jest wymagana bardzo duża dokładność. Zwykle wystarczy zapis mający dwie lub trzy cyfry znaczące (co daje maksymalną dokładność odpowiednio 1% i 0,1%). Czyli wymagana dokładność nie jest wcale duża, a trzeba zapisywać mnóstwo zer.

W praktyce często interesuje nas nie tyle poziom mocy, a raczej wzmocnienie lub osłabienie mocy. Przykładowo moc sygnału może być wzmacniana dwukrotnie, pięćsetkrotnie, tysiąckrotnie, ale też może być osłabiana na przykład dwunastokrotnie, czy milionkrotnie.

Wzmocnienie mocy równe dwa można zapisać po prostu: 2x (czytaj dwa razy). Podobnie można zapisać 500x czy 1000x.

Analogicznie dwunastokrotne osłabienie można zapisać:

$$\frac{1}{12}x$$

Podobnie

$$\frac{1}{1000000}x$$

Znów często trzeba zapisywać mnóstwo zer.

Dla wyeliminowania tych zer od dawna stosuje się zapis logarytmiczny, czyli związany z potęgowaniem. Nie jest to żadna nowa wielkość: liczba wyrażająca wzmocnienie (osłabienie), czyli stosunek wartości końcowej do początkowej zostaje po prostu zlogarytmowana (logarytm o podstawie 10). Otrzymana liczba wyraża wzmocnienie (osłabienie) w tak zwanych belach, oznaczanych literą B.

Przykładowo:

wzmocnienie mocy 2 razy to zmiana o log2 = 0,30103B
wzmocnienie mocy 500 razy to zmiana o log500 = 2,69897B
wzmocnienie mocy 1000 razy to zmiana o log1000 = 3B
osłabienie mocy 12 razy (wzmocnienie 1/12 razy) to zmiana o log(1/12) = -1,07918B
osłabienie mocy milion razy to zmiana o log(1/1000000) = -6B

Jeden bel odpowiada dziesięciokrotnemu zwiększeniu (zmniejszeniu) mocy sygnału. Zakres od jednej miliardowej do miliarda to w belach zakres od -9....+9. Jak widać, po zastosowaniu miary logarytmicznej ogromne rozpiętości udało się zapisać za pomocą małych liczb – i to właśnie jest powód stosowania miary logarytmicznej.

Dawniej, zwłaszcza w telekomunikacji stosowano miarę logarytmiczną opartą o logarytmy naturalne, a nie dziesiętne. Podstawową jednostką był tam neper. Obecnie praktycznie nie spotyka się już neperów, ale praktycznie nie używa się też beli.

Zamiast beli, w powszechnym użytku są decybele, a przedrostek decy- wskazuje, że chodzi o jedną dziesiątą bela.

Dla pomiarów mocy, aby wzmocnienie lub osłabienie wyrazić w decybelach, należy po prostu pomnożyć ilość beli przez dziesięć.

A [w decybelach] = 10×A [w belach] = 10×log [w „razach"]

W praktyce sprawa jest trochę trudniejsza.

Jak widać, bel i decybel nie jest miarą ani mocy, ani napięcia, ani żadnej wielkości fizycznej. Jest to tylko sposób przedstawienia stosunku dwóch wartości. Decybele znakomicie nadają się do wyrażania na przykład wzmocnienia wzmacniacza, albo stosunku mocy. Ale w zasadzie, bez dodatkowej umowy, nie można wyrażać w decybelach ani mocy, ani napięcia. Miara logarytmiczna jest jednak bardzo wygodna i dobrze byłoby wyrażać w ten sposób także wartości mocy i napięcia. Żeby to zrobić, wystarczy przyjąć jakiś punkt odniesienia, a potem, właśnie w decybelach, określać moc czy napięcie **w stosunku do tej przyjętej wartości odniesienia**.

Od wielu lat w telekomunikacji przyjęto taki poziom odniesienia. Poziomem tym była moc 1 miliwata, przy czym warto podkreślić, że chodziło o moc sygnału akustycznego, a więc przebiegu zmiennego. Czyli umówiono się, że 1 miliwat mocy to 0 decybeli.

W ówczesnej telekomunikacji nominalną wartością oporności było 600Ω, więc ta moc odniesienia dawała na tej rezystancji napięcie (skuteczne) równe

$$U = \sqrt{0{,}001W \times 600\Omega} = 0{,}7745966692415V$$

w przybliżeniu 0,775V.

Z czasem tę miarę przyjęto nie tylko w telekomunikacji, ale generalnie w elektronice, stąd przykładowo w licznych profesjonalnych wzmacniaczach i mikserach audio poziom 0dB odpowiada właśnie napięciu (skutecznemu) 0,775V.

Pierwotnie miara decybelowa dotyczyła głównie pomiarów mocy (zmiennych) sygnałów telekomunikacyjnych.

Obecnie w naszej praktyce nie bardzo interesujemy się mocami, a raczej zajmujemy się napięciami. I tu pojawia się kolejny problem. Mianowicie określiliśmy sposób obliczania decybeli jako stosunku dwóch liczb, oraz jako stosunku danej mocy do mocy odniesienia:

$$X[dB] = 10\log\frac{Px}{P0}$$

Gdzie P_0 to przyjęta moc odniesienia 1mW.

Dawniej podstawową opornością w telekomunikacji i sprzęcie audio było 600Ω. Dziś często mierzymy sygnały występujące na innych opornościach, na przykład w krótkofalowych urządzeniach nadawczych opornością charakterystyczną jest 50Ω, a w telewizyjnych instalacjach antenowych 75Ω.

Rezystancja to jeden problem, drugim jest fakt, że we wzorze na moc, napięcie występuje w drugiej potędze:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Właśnie ze względu na tę drugą potęgę przeliczanie poziomów napięć na decybele wygląda trochę inaczej niż przeliczanie **poziomów mocy**.

Już uczniowie szkołv średniei wiedza. że

$$\log a^2 = 2\log a$$

Stąd przy przeliczaniu napięć stosujemy inny wzór, niż przy przeliczaniu mocy:

$$X[dB] = 20\log\frac{Ux}{U_0}$$

Owe 20 zamiast 10 uwzględnia podaną powyżej zależność między mocą a napięciem.

Dla początkujących jest to rzeczywiście bardzo mylące, bo na przykład okazuje się, że **wzmocnienie mocy** równe 20dB to wzmocnienie mocy 100 razy, natomiast dla **napięć** 20dB to jedynie 10 razy. Wzmocnienie mocy o 60dB to wzmocnienie milion razy, a dla napięć 60dB to jedynie 1000.

Czy to znaczy, że coś tu się nie zgadza? Ależ skąd! Wzmacniacz o **wzmocnieniu mocy** równym 40dB (1000 razy), konstruowany przez krótkofalowca ma **wzmocnienie napięciowe** równe także 40dB (100x). Jeśli oporność, na jakiej mierzymy sygnały jest stała (u krótkofalowców 50Ω), to stukrotnie większe napięcie wywoła w tej oporności stukrotnie większy prąd i rzeczywiście moc będzie (100×100 =) 10000 razy czyli o 40dB większa. Wszystko się zgadza, ale tylko pod warunkiem, że moc i napięcie mierzymy na takiej samej oporności – wtedy wzmocnienie mocy wyrażone w decybelach jest równe wzmocnieniu napięcia w decybelach. Gdy porównuje się sygnały występujące na różnych opornościach, sytuacja jest trochę inna, ale nie trzeba wgłębiać się w szczegóły.

Dla celów praktycznych wystarczy zapamiętać, że aby wzmocnienie napięciowe wyrazić w decybelach korzystamy ze wzoru

$$X\ [dB] = 20\log K_U$$

Gdy natomiast na decybele przeliczamy wzmocnienie (lub osłabienie) mocy korzystamy ze wzoru:

$$X\ [dB] = 10\log K_P$$

gdzie K_U – wzmocnienie napięciowe, K_P – wzmocnienie mocy.

W praktyce prawie zawsze chodzi o przeliczenie na decybele wzmocnienia napięciowego, dlatego warto zapamiętać kilka typowych wartości i pewne proste reguły.

Dla napięć wzmocnienie 1000 razy to 60dB,

100 razy to 40dB
10 razy to 20dB

wzmocnienie równe1 to 0dB

0,1 to -20dB
0,01 to -40dB
1,41 czyli $\sqrt{2}$ to 3dB

$$0{,}707 \text{ czyli } \frac{1}{\sqrt{2}} = -3dB$$

2 razy to 6dB
0,5 razy to -6dB
3 razy to 9,5dB, w przybliżeniu 10dB
4 to 12dB bo (4=2×2)
5 to 14dB
7 to 17dB
8 to 18dB

Ponieważ mnożenie liczb odpowiada dodawaniu logarytmów, również przy dodawaniu decybeli trzeba pamiętać, że chodzi o mnożenie wzmocnienia wyrażonego w „razach".

stąd np.:

20 razy to 2×10=6dB+20dB = 26dB
50 razy to 5×10=14dB+20dB = 34dB
140 razy to 1,4×100=3dB+40dB = 43dB

POCZTA POCZTA POCZTA POCZTA

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty Waszych listów oraz nasze odpowiedzi na pytania i propozycje. Elektronika dla Wszystkich to nasze wspólne pismo i przez tę rubrykę chcemy zapewnić jak najbardziej żywy kontakt redakcji z Czytelnikami. Prosimy o listy z oczekiwaniami w stosunku do nas, z propozycjami tematów do opracowania, ze swoimi problemami i pytaniami. Postaramy się w miarę możliwości spełnić Wasze oczekiwania.

Specjalną częścią „Poczty” jest kącik tropicieli chochlika drukarskiego „Errare humanum est”. Wśród Czytelników, którzy nadeślą przykłady błędów, będą co miesiąc losowane nagrody w postaci kitów z serii AVT-2000.

Piszcie więc do nas, bardzo cenimy wasze listy, choć nie na wszystkie możemy szczegółowo odpowiedzieć.

Jest to nasza wspólna rubryka, dlatego będziemy się do Was zwracać po imieniu, bez względu na wiek.

Pozdrawiamy Damiana Hudego z Wrzosowej, Marcina Żuchowskiego ze Zgierza, Leszka Mrozińskiego z Bydgoszczy, Mieczysława Kuzarę z Przeworska, Rafała Borunia z Zabrza, Marcina Kolmajera z Chrzanowa, Grzegorza Koroliukiewicza z Bielska Podlaskiego, Tomasza Miecznikowskiego z Lubania, Michała Poterka z Rakszawy, Wojtka Krzywickiego, Jakuba Kurbańskiego i Marka Serwatę z Jędrzejowa, Leszka Żebrowskiego z Elbląga i Sławomira Bartoszewicza z Nakła.

Uwagi do rubryki „Errare humanum est” przysłali ostatnio: **Jarosław Dziura** z Katowic, **Rafał Grzyb** z Opoczna, **Łukasz Podgórnik** z Dąbrowy Tarnowskiej, **Marcin Derewiaka** z Zamościa, **Jacek Koronkiewicz** z Olsztyna, **Tomasz Jędras** z Lubina, **Grzegorz Cipora** z Dydyni i **Marcin Wiązania** z Gacek.

Upominek otrzymuje **Grzegorz Cipora** z Dydyni.

Nadeszło mnóstwo modeli na konkurs „Pająk”. Prezentacja rozwiązań i lista nagrodzonych prawdopodobnie ukaże się w numerze czerwcowym.

Nadchodzą też krzyżówki. Pierwszą, autorstwa **Kacpra Waligóry** z Ustronia Morskiego, prezentujemy na następnej stronie.

Przy okazji kolejna nasza propozycja dla Was. Pomysł, naszym zdaniem bardzo ciekawy, nadesłał przy okazji konkursu na krzyżówkę **Wacław Ster** z Chrzanowa. Oto fragment listu:

... mam jeszcze jedną propozycję: utworzenie KĄCIKA ŻARGONU używanego przez elektroników. Co na to Zespół Redakcyjny? A jak odniosą się do tego pozostali czytelnicy – moi koledzy po linii zainteresowań?
Oto niewielka próbka:
scalak *– układ scalony*
ręczniak *– radiotelefon CB (typ ręczny)*
własnoróbka *– płytka drukowana projektowana i wykonana ręcznie...*

Jesteśmy jak najbardziej za wprowadzeniem takiego kącika. Ale jak zwykle zwalamy całą odpowiedzialność na Was – Czytelników. Chętnie zamieścimy używane przez Was określenia i ich „prawomyślne” wyjaśnienie. Nie znaczy to, że będziemy propagować „slang elektroniczny” zamiast oficjalnie używanych określeń. Ale na pewno nikomu nie zaszkodzi, gdy podzielicie się informacjami na temat używanych żargonowych określeń elementów, układów czy czynności związanych z elektroniką. Dlatego...ogłaszamy kolejny konkurs! (patrz ramka)

A pomysłodawca nowego „Kącika” otrzyma upominek – książkę.

Ogłaszamy kolejny konkurs!

Zachęcamy naszych Czytelników do nadsyłania do „Kącika żargonu” znanych i używanych żargonowych określeń i zwrotów dotyczących elektroniki wraz z ich wyjaśnieniem za pomocą oficjalnie przyjętego słownictwa.

Osoby, które nadeślą najciekawsze zbiory takich potocznie używanych określeń, otrzymają nagrody – niespodzianki. Listy w tej sprawie należy nadsyłać do końca czerwca 1998 roku, koniecznie z dopiskiem „SLANG”.

Jednocześnie prosimy o listy od początkujących, którzy nie rozumieją niektórych żargonowych czy oficjalnych terminów elektronicznych. Wyjaśnimy je albo w ramach „Kącika Żargonu”, albo w „Skrzynce Porad”.

Nie jest to jedyny konkurs w tym numerze EdW. Temat następnego konkursu zaproponował **Rafał Gozdek** z Żor. Rafał chciałby skonstruować alarm samochodowy, który zachowywałby się podobnie, jak alarmy fabryczne. Pomóżcie koledze zrealizować część tego zadania.

A oto treść zadania:

Należy zaprojektować jak najprostszy układ sygnalizatora w brzęczykiem piezo, który po włączeniu (podaniu napięcia zasilającego lub napięcia na jakieś wejście) piśnie krótko dwa razy, a przy wyłączeniu piśnie dłużej, ale tylko jeden raz. Rozwiązanie może zawierać tylko schemat elektryczny. Model nie jest potrzebny.

Układ powinien być jak najprostszy.

Listy opatrzone dopiskiem „układ dla Rafała” nadsyłajcie do końca maja 1998. Nie zapomnijcie o podaniu w liście swojego wieku.

Nasi Czytelnicy skarżą się czasami na funkcjonowanie poczty. Część z zarzutów jest uzasadniona. Ale bywają też inne „kwiatki”. Nadawca kartki pocztowej reprodukowanej obok (pokazujemy obie strony kartki) nadesłał do nas kupon rabatowy na książkę „Elementy i układy elektroniczne...”. Po pierwsze kupony należy wysyłać na adres wydawnictwa, które tę książkę wydało – w tym wypadku WNT. Ale to nie wszystko. Zamawiając cokolwiek, dobrze byłoby podać swój adres, po ta paskudna poczta nie będzie mogła dostarczyć zamawiającemu przesyłki. Jak widać, na kartce (wysłanej z Bełchatowa) adresu takowego brak.

Niech ten przypadek pozostanie bez szerszego komentarza, pamiętajcie tylko, że nie zawsze poczta jest wszystkiemu winna.

Ostatnio zwiększyła się ilość listów z prośbami o przysłanie schematów bądź informacji katalogowych bądź katalogów. Z przykrością musimy stwierdzić, że nie jesteśmy w stanie spełnić wszystkich takich próśb. Jeśli chodzi o schematy różnych specyficznych urządzeń, proponujemy skorzystanie z rubryki Rynek i Giełda i zamieszczenie tam stosownego bezpłatnego ogłoszenia. Najprawdopodobniej Czytelnicy, którzy zajmują się podobnymi tematami, zechcą pomóc.

Jeśli chodzi o odbitki katalogów, można zamawiać materiały dotyczące elementów zaznaczonych na czarno-białej wkładce – ofercie AVT. Natomiast całe katalogi to zupełnie inna sprawa. Redakcja otrzymuje czasem katalogi elementów elektronicznych od przedstawicielstw dużych firm. Jeśli mamy w tym zakresie jakiekolwiek nadwyżki, zostają one rozesłane do naszych stałych Czytelników, którzy szczególnie wyróżniają się w naszych konkursach, zwłaszcza w Szkole Konstruktorów. Nie możemy natomiast spełnić próśb o katalogi nadsyłanych przez innych Czytelników chyba, że wykażą się stałym udziałem w naszych konkursach.

Nadchodzi też sporo listów na temat ogłoszeń w rubryce Rynek i Giełda dotyczących przekazywania za darmo komputera PC. Tematowi temu poświęcony jest felieton w rubryce Hyde Park.

A oto fragmenty listu, którego Autorem jest **Jan Ligenza** z Siemianowic Śl.

(...) natknąłem się na książkę pt." „Magnetowid w pytaniach i odpowiedziach". Z rozdziału 14 dowiedziałem się, że jestem posiadaczem magnetofonu cyfrowego, jakim może być każdy magnetowid wyposażony w odpowiednią przystawkę (do sześciu godzin nagrania, zależnie od kasety i możliwość kopiowania nagrań bez straty jakości).

Dziś prawie w każdym domu znajduje się magnetowid. Fala fascynacji oglądaniem i wymianą kaset wideo już minęła, a nasze magnetowidy odeszły na dalszy plan. Wielu młodych i nie tylko młodych miłośników muzyki na pewno poszerzyłoby możliwości swojego magnetowidu o mozliwość cyfrowego zapisu dźwięku o jakości DAT. Oczywiście można mi zarzucić odkrywanie Ameryki, bo magnetofony DAT już były i okazały się niewypałem. Ale mi chodzi o wykorzystanie już istniejącego urządzenia i wyposażenie go w dodatkową funkcję.

Jeśli Redakcja uzna temat za interesujący, to można go „rzucić" na łamach EdW, na pewno ktoś z czytelników – elektroników wspólnie z redakcyjnymi elektronikami zaprojektowaliby takie urządzenie.

Rzeczywiście temat jest interesujący. I właśnie „rzucamy go na łamy EdW". Na pewno wiele na ten temat mogą powiedzieć komputerowcy, wykorzystujący taśmę wideo do magazynowania ogromnej ilości danych. A może ktoś ma i wykorzystuje przystawkę do cyfrowego zapisu muzyki na taśmę wideo? Prosimy o listy w tej sprawie.

Nasz stały Czytelnik, **Zenon Rakoczy** z Chropaczowa nadesłał do Redakcji list dotyczący błędów w artykułach na temat programowania mikrokontrolera 8051. Z przykrością musimy zgodzić się z uwagami Autora listu – istotnie błędy się zdarzają. Sprawa jest tym bardziej przykra, że na te błędy „nadziewają się" potem zupełnie początkujący, którzy nie zawsze potrafią samodzielnie te błędy skorygować. Choć nadesłane uwagi na temat błędów są niewątpliwie słuszne, inni Czytelnicy mają do nich bardziej łagodne podejście. Przede wszystkim chcemy zapewnić wszystkich Czytelników, że dokładamy starań, by usuwać wszystkie błędy. O ile jednak usuwanie błędów w zwykłym tekście mamy opanowane dość dobrze, o tyle wychwycenie wszystkich najdrobniejszych błędów w listingach naprawdę nie jest takie proste. Tu nie pomoże żaden program komputerowy automatycznie przeprowadzający korektę, a zarówno Autor artykułu, jak i osoby przeprowadzająca korektę są niedoskonali i omylni. W efekcie zdarza się, że gdzieś tam brakuje apostrofu, zamiast małej literki b pojawiła się duża litera B, która potem udaje cyfrę 8, itp.

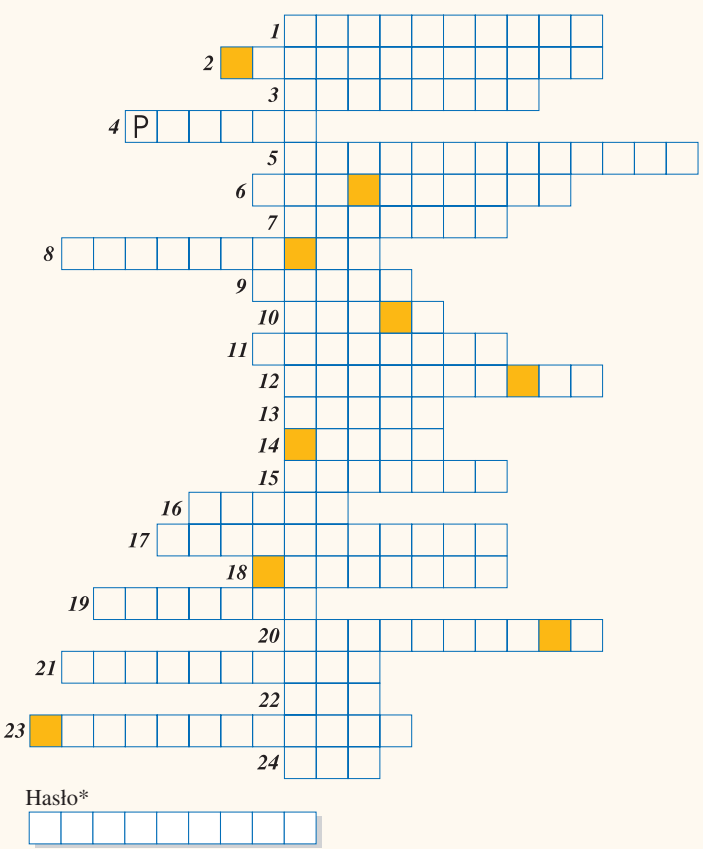
Tym bardziej cenimy sobie rzeczowe uwagi dotyczące takich błędów. Z drugiej strony należy stwierdzić, że zdecydowana większość listów dotycząca kursu programowania 51 zawiera wyłącznie pozytywne opinie o kursie. Wielu Czytelników bardzo sobie ceni, że w prezentowanych materiałach podaje się wyczerpujące informacje o szczegółach programowania. Właśnie dzięki nim nie tylko mogą samodzielnie poprawić napotkane z rzadka błędy (traktując to jako swego rodzaju sprawdzian, czy zrozumieli wszystkie szczegóły), ale także piszą własne procedury i programiki. Dotyczy to nie tylko „komputerowców", ale także „ręczniaków".

Cóż, będziemy dokładać starań, by także w listingach i przykładach błędów było jak najmniej, i nadal prosimy o wszelkie uwagi dotyczące kursu programowania. Przecież między innymi ze względu na spodziewane trudności i skalę problemu powołaliśmy „klasę mikroprocesorową" – grono osób, na których niejako testowany jest kurs. Cała korespondencja na temat programowania mikrokontrolera 51 przekazywana jest do Sławomira Surowińskiego, który w nowo otwartym „Kąciku pocztowym 8051" ustosunkuje się do waszych uwag, także do wszystkich doniesień o błędach.

A Autor wspomnianego powyżej interesującego listu otrzyma od nas upominek.

Krzyżówka

Autorem krzyżówki jest **Kacper Waligóra** z Ustronia Morskiego. Autor otrzymuje upominek – książkę, natomiast wśród osób, które do końca maja nadeślą prawidłowe rozwiązania (wszystkie 24 odpowiedzi plus hasło z kolorowych pól) zostaną rozlosowane drobne upominki.



1. Substancja przewodząca prąd dzięki obecności swobodnie poruszających się jonów.
2. Powlekanie wyrobów metalowych szlachetniejszym metalem za pomocą elektrolizy.
3. Cząstka elementarna.
4. Element stroboskopu.
5. Urządzenie służące do zmiany napięcia prądu zmiennego, działające na zasadzie indukcji elektromagnetycznej.
6. Urządzenie elektromechaniczne służące do zamykania obwodu.
7. Przyda się po zmontowaniu układu.
8. Element o podobnych parametrach.
9. Np. 1N4148.
10. Si.
11. Odprowadza nadmiar ciepła.
12. Izolator.
13. W starych radiach.
14. Jednostka natężenia prądu.
15. Przeciwieństwo wejścia.
16. Twórca słynnego, zimnego alfabetu.
17. Promieniowanie elektromagnetyczne sąsiadujące ze światłem widzialnym.
18. Sterowany element półprzewodników odziałaniu zaworowym.
19. Firma, która pierwsza wyprodukowała płytę CD.
20. Umożliwia wzmacnianie sygnałów elektrycznych.
21. Przyrząd do pomiaru i obserwacji przebiegów elektrycznych.
22. Popularna nazwa zestawu elementów do samodzielnego montażu.
23. Opór.
24. Georg, twórca słynnego prawa.

* Odczytywane z góry do dołu z pomarańczowych kwadratów.